



Hochschule Karlsruhe – Technik und Wirtschaft
Fakultät für Elektro- und Informationstechnik
Studiengang Elektrotechnik – Sensorik

BACHELORTHESIS

von

Christoph Pfeiffer

Entwicklung eines Testmodells zur Beschleunigungsmessung für das Projekt SHEFEX III

Arbeitsplatz:	Institut für Raumfahrtssysteme, DLR e.V.
Betreuer am Arbeitsplatz:	Dr. Malak Samaan, Fred Ohlendorf
Referent:	Prof. Dr. Harald Sehr
Korreferent:	Prof. Dr. Ulrich Schönauer
Abgabetermin:	22.03.2013
Bachelorthesis Nr.:	1 des Studienganges Sensorik
Bearbeitet in der Zeit vom	01.01.2013 bis 21.03.2013

Sperrvermerk

Diese Bachelorthesis basiert auf internen und vertraulichen Daten des Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.. Sie darf Dritten, mit Ausnahme der betreuenden Dozenten und befugten Mitglieder des Prüfungsausschusses, ohne ausdrückliche Zustimmung des Unternehmens und des Verfassers nicht zugänglich gemacht werden. Eine Vervielfältigung und Veröffentlichung dieser Arbeit ohne ausdrückliche Genehmigung, auch in Auszügen, ist nicht erlaubt.

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Bachelorthesis selbständig erarbeitet und dabei keine anderen als die angegebenen Quellen verwendet habe.

Kurzfassung

Im Sharp Edge Flight Experiment (SHEFEX), einem Raumfahrtprojekt des Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt, werden verschiedene Technologien für die Anwendung in der Raumfahrt entwickelt und getestet. Unter anderem für die Navigation eines Raumfahrzeugs. Im geplanten Flugexperiment SHEFEX III soll dazu ein hybrides Navigationssystem eingesetzt werden. Dieses verwendet neben GPS und Sternensensor ein inertiales Navigationssystem. Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Testmodells für die Beschleunigungsmessung des inertialen Navigationssystems auf Grundlage des im Vorgänger SHEFEX II verwendeten inertialen Messsystems.

Dazu werden im Zuge dieser Bachelorthesis passende Sensoren recherchiert und ausgewählt (hier fällt die Wahl auf den INN-202 von InnaLabs). Danach werden Konzepte zur Auswertung der Sensorsignale entwickelt und getestet. Anschließend wird das gesamte System in Hinblick auf seine Tauglichkeit für die inertielle Navigation getestet. Schließlich wird anhand der gewonnenen Erkenntnisse das finale Messsystem entworfen.

Das entwickelte System zeigt sich in den Versuchen geeignet für die Verwendung in einem inertialen Navigationssystem und es werden in Bezug auf Auflösung (18,8 Bit statt 18,3 Bit), Bandbreite (800 Hz statt 200 Hz), Kosten (etwa 20 000 € weniger) und Größe (etwa 96 mm x 91 mm x 140 mm statt 140 mm x 114 mm x 137 mm) Verbesserungen gegenüber der im Vorgänger verwendeten Hardware erzielt.

Das entwickelte System enthält nicht für die Raumfahrt entwickelte Bauteile. Diese können außerhalb der schützenden Erdatmosphäre durch radioaktive Strahlung gestört oder beschädigt werden. Die Eignung für eine Anwendung in der Raumfahrt muss deshalb in weiteren Tests erst noch festgestellt werden.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	IV
Abbildungsverzeichnis	VII
Tabellenverzeichnis	IX
Formelzeichen	X
Abkürzungen	XII
1. Projekt SHEFEX	1
2. Aufgabenstellung	3
3. Theoretische Grundlagen	5
3.1. Inertiale Navigation	5
3.2. Beschleunigungssensoren	6
3.3. Überabtastung	10
4. Sensoren	13
4.1. INN-202	15
4.2. AD22037	16
5. Auswerteelektronik	17
5.1. Schnittstelle zum Bordrechner	17
5.2. Analog-Digital-Wandlung	17
5.3. Ansatz 1: Bereichsaufteilung	18
5.3.1. Konzept	18
5.3.2. Umsetzung	19
5.3.3. Evaluierung	23
5.3.4. Fazit	28
5.4. Ansatz 2: Überabtastung	29
5.4.1. Konzept	29
5.4.2. Umsetzung	29

5.4.3. Programm	34
5.4.4. Evaluierung	37
5.4.5. Fazit	41
5.5. Fazit	42
6. Evaluierung des Gesamtsystems	43
6.1. Kalibrierung	43
6.2. Durchführung	45
6.3. Ergebnisse	48
6.3.1. Kalibrierung	48
6.3.2. Testpositionen	50
6.4. Fazit	52
7. Systemintegration	53
8. Zusammenfassung und Ausblick	56
Literaturverzeichnis	57
A. Anhang	59

Abbildungsverzeichnis

1.1. SHEFEX II vor dem Start [DH12]	1
3.1. Beispiel eines einfachen, mechanischen Beschleunigungssensors . . .	6
3.2. Plattenkondensator	8
3.3. Brückenschaltung zur Auswertung eines Differenzialkondensators . .	8
3.4. Cross-Coupling bei einem Pendel-Beschleunigungssensor [Law92] . .	9
4.1. Explosionsgrafik(links) und Schnitt(rechts) eines Beschleunigungs- sensors mit Q-Flex-Design [Law92]	15
5.1. Blockschaltbild der Signalaufbreitung	19
5.2. Bereichsanpassung	19
5.3. Blockschaltbild der Parallel-Seriell-Wandlung	20
5.4. Verwendete Takte	22
5.5. NI PXI4461 Dynamiksignalanalysator [Nat13]	23
5.6. Messung einer Gleichspannung mit Ansatz 1	24
5.7. Messung einer Spannungsrampe mit Ansatz 1	25
5.8. Ausschnitt der Messung aus Abb. 5.7	26
5.9. Messung einer 800 Hz Sinusspannung mit Ansatz 1	27
5.10. Fast-Fourier-Transformation der Messdaten aus Abb. 5.9	28
5.11. Takterzeugung für die Schieberegister	30
5.12. Differenzieller Treiber für den LTC2377-18	32
5.13. 4 Bit-Schieberegister aus Daten-Flipflops	32
5.14. RS-Flipflop aus NAND-Gattern aufgebaut	33
5.15. Messung einer Gleichspannung mit Ansatz 2	37
5.16. Messung einer Spannungsrampe mit Ansatz 2	38
5.17. Ausschnitt der Messung aus Abb. 5.16	39
5.18. Eingangsfilterung für den LTC2377-18 [Linc]	39
5.19. Messung einer 800 Hz Sinusspannung mit Ansatz 2	40
5.20. Fast-Fourier-Transformation der Messdaten aus Abb. 5.19	41
6.1. Zur Gravitationsbeschleunigung verdrehtes Koordinatensystem . . .	43
6.2. Rotationstisch ACUTRONIC AC3347 [DH12]	45
6.3. Winkel zwischen X-Achse und Gravitationsbeschleunigung	46

6.4. Messaufbau	48
6.5. Messung einer langsamen Rotation um die Y-Achse	49
6.6. Messung einer Kalibrierposition	50
7.1. Finales Layout des Signalverarbeitungsboards	53
A.1. Spezifikationen der iMAR iIMU-FCAI-MDS	59
A.2. Programmablaufplan des Mikrocontroller-Programms	60

Tabellenverzeichnis

4.1. Vergleich verschiedener Beschleunigungssensoren [iMab] [Inn11a] [Inn11b] [Hon05] [Hon06]	14
6.1. Gemessene Kalibrierwerte	48
6.2. Vergleich der eingestellten und gemessenen Positionen	51
7.1. Kosten für die Fertigung eines Messsystems	54

Formelzeichen

Zeichen	Bedeutung	Einheit
s	Strecke	m
s_0	Anfangsstrecke	m
v	Geschwindigkeit	m/s
v_0	Anfangsgeschwindigkeit	m/s
t, T	Zeit	s
a	Beschleunigung	m/s^2
F	Kraft	N
F_A	Beschleunigende Kraft	N
F_I	Trägheitskraft	N
F_{Masse}	Kraft auf Masse	N
F_P	Kraft in Richtung der Pendelachse	N
m	Masse	kg
c	Dämpfungskonstante	Ns/m
K	Federkonstante	N/m
C	Kapazität	F
A	Fläche	m^2
d	Dicke	m
x	Verschiebung	m
R	Widerstand	Ω
U	Spannung	V
U_{Ref}	Referenzspannung	V
N	Natürliche Zahl	-
e_Q	Quantisierungsfehler	V
P_{QN}	Leistung des Quantisierungsrauschens	W
$P_{QN,0}$	Normale Leistung des Quantisierungsrauschens	W
$P_{QN,F}$	Leistung des Quantisierungsrauschens nach Filterung	W
S_N	Spektrale Leistungsdichte	W/s
f	Frequenz	Hz
f_G	Grenzfrequenz	Hz
f_S	Abtastfrequenz	Hz
f_{max}	Maximale Frequenz	Hz
$f_{Nyquist}$	Nyquist-Frequenz	Hz

H	Rechteckfunktion	-
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis	-
OSR	Überabtastrate	-
A_{Signal}	Amplitude des Signals	V
$A_{Rauschen}$	Amplitude des Rauschens	V
Res	Auflösung	Bit
Res_{eff}	Effektive Auflösung	Bit
CLK	Betriebstakt	Hz
$f_{Zeichen}$	Zeichen-Sendefrequenz	Hz
$f_{Messung}$	Messfrequenz	Hz
A_i	Messwert	$V, -$
x_i, y_i, z_i, b_i	Konstante	N
a_x, a_y, a_z	Beschleunigung in X-,Y-,Z-Richtung	m/s^2
g	Gravitationsbeschleunigung	m/s^2
α	Winkel	$^\circ$
$\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$	Winkel zu X-,Y-,Z-Achse	$^\circ$
ε_0	Elektrische Feldkonstante	As/Vm
ε_r	Relative Permittivität	-
Δ	Differenz	-

Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
SHEFEX	Sharp Edge Flight Experiment
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
OSR	Überabtastrate (engl. Oversampling Rate)
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. Signal to Noise Ratio)
ADC	Analog-Digital-Wandler (engl. Analog to Digital Converter)
DAC	Digital-Analog-Wandler (engl. Digital to Analog Converter)
RS-FF	Reset-Set-Flipflop
PLL	Phasenregelschleife (engl. Phase-Locked Loop)
CMOS	Komplementärer Metalloxid-Halbleiter (engl. Complementary Metal Oxide Semiconductor)
TTL	Transistor-Transistor-Logik

1. Projekt SHEFEX

Das Sharp Edge Flight Experiment (SHEFEX) ist ein Projekt des Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR) zur Erprobung neuer Designkonzepte und Technologien für Raumfahrzeuge. Hauptziel ist die Untersuchung der möglichen Nutzung von facettierten Oberflächen und scharfen Kanten für die Hülle von rückkehrenden Raumfahrzeugen.

2005 wurde das erste Flugexperiment (SHEFEX I) in Norwegen erfolgreich durchgeführt. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse dienten als Grundlage für die Entwicklung des nachfolgenden Flugexperiments (SHEFEX II), welches im Juni 2012 ebenfalls in Norwegen startete. Neben dem Design wurde in SHEFEX II die Möglichkeit des Einsatzes aerodynamischer Steuerelemente zur automatischen Steuerung des Wiedereintritts in die Atmosphäre untersucht.



Abbildung 1.1.: SHEFEX II vor dem Start [DH12]

Um die Steuerung während des Wiedereintritts zu ermöglichen werden präzise Kenntnisse von Position, Geschwindigkeit und Lage des Raumfahrzeugs benötigt. In SHEFEX II wurden diese Daten durch ein hybrides Navigationssystem aus GPS, inertialem Navigationssystem und Sternensensor ermittelt. Hybride Navigationssysteme kombinieren Daten aus unterschiedlichen Navigationssystemen um die Nachteile der einzelnen Systeme auszugleichen und damit ein verbessertes Gesamtsystem zu erhalten.

Aufgrund des erfolgreichen Einsatzes in SHEFEX II soll im Nachfolgemodell SHEFEX III, dessen Start für 2016 vorgesehen ist, ebenfalls ein hybrides Navigationssystem zur Steuerung des Wiedereintritts verwendet werden.

[DH12]

2. Aufgabenstellung

Wie im Vorgänger SHEFEX II sollen in SHEFEX III GPS, ein inertiales Navigationssystem und ein Sternensensor zum Einsatz kommen. Das in SHEFEX II verwendete, gekaufte inertielle Navigationssystem soll durch ein eigenes System ersetzt werden.

Inertielle Navigationssysteme, wie das in SHEFEX verwendete, messen die Beschleunigung sowie Drehrate eines Vehikels im dreidimensionalen Raum und ermitteln daraus Position, Lage und Geschwindigkeit.

Ziel dieser Arbeit ist es ein Testmodell für die Sensorik zur Beschleunigungsmessung des inertialen Navigationssystems von SHEFEX III zu entwickeln. Dazu müssen

- geeignete Sensoren recherchiert und ausgewählt,
- eine Schnittstelle zum Bordrechner festgelegt,
- Konzepte zur Aufbereitung der Sensorsignale entwickelt,
- praktisch umgesetzt und
- getestet,
- ein Massen- und Energiebudget für das System aufgestellt,
- und Tests zur Qualifikation der Komponenten auf Raumfahrttauglichkeit festgelegt werden.

Die Beschleunigungsmessung in SHEFEX III soll mindestens die gleiche Genauigkeit wie bei SHEFEX II erreichen. Als Grundlage für die Auswahl der Beschleunigungssensoren dienen deshalb die Sensoren der in SHEFEX II eingesetzten iIMU-FCAL-MDS von IMAR.

Zur Verbesserung der Genauigkeit gegenüber dem bisherigen System sollen vier (anstelle von drei) Beschleunigungen erfasst und an den Bordrechner übertragen werden.

Außerhalb der schützenden Erdatmosphäre stellt radioaktive Strahlung ein großes Problem für alle elektronischen Systeme dar. Sie kann zu Fehlfunktionen oder gar der Zerstörung von Komponenten führen. Das Messsystem soll deshalb strahlungs-resistent sein.

Da Raum und Gewicht bei Raumfahrtmissionen begrenzt sind sollen Größe und Gewicht so gering wie möglich gehalten werden.

3. Theoretische Grundlagen

3.1. Inertiale Navigation

Inertiale Navigationssysteme setzen Beschleunigungssensoren und Drehratensensoren ein um die Bewegung eines Körpers zu erfassen. Bei bekannter Anfangsposition lässt sich von dessen Bewegung auf die Position schließen.

Integrierung der Beschleunigung eines Objekts über der Zeit ergibt die Änderung der Geschwindigkeit desselben in Richtung der Beschleunigung. Die Geschwindigkeit über der Zeit integriert ergibt die Strecke, die das Objekt in Richtung der Beschleunigung zurücklegt. Wie in Formel (3.1) zu sehen werden zur Bestimmung einer eindimensionalen Position, hier der Strecke s , in Richtung der Beschleunigung a zum Zeitpunkt T neben der Beschleunigung die Anfangsgeschwindigkeit v_0 und -strecke s_0 benötigt.

$$s = \int_0^T \left(\int_0^T a \cdot dt \right) dt = \frac{1}{2} a \cdot T^2 + v_0 \cdot T + s_0 \quad (3.1)$$

Um dreidimensionale Positionen und Geschwindigkeiten bestimmen zu können müssen mindestens drei Beschleunigungen gemessen werden.

Da sich ein Körper nicht nur geradlinig bewegen, sondern auch drehen kann müssen neben den Beschleunigungen auch die Drehraten um mindestens drei Achsen gemessen werden. Andernfalls kann eine Verdrehung des Messsystems im Bezugssystem zu Fehlern führen. Aus den Drehraten ergeben sich, nach der Zeit integriert, die Drehwinkel, woraus sich die Orientierung im Bezugssystem ermitteln lässt. Inertiale Navigationssysteme liefern also neben Position und Geschwindigkeit auch die Lage.

Aufgrund der Integrierungen werden Fehler bei der Messung immer weiter verstärkt. Inertiale Navigationssysteme weisen deshalb eine geringe Langzeitstabilität der Genauigkeit auf. Es sollten daher möglichst genaue und langzeitstabile Sensoren zur Messung der Beschleunigung und Drehrate eingesetzt werden um eine maximale Langzeitstabilität zu erreichen. [Law92]

3.2. Beschleunigungssensoren

Beschleunigungssensoren basieren immer auf der Massenträgheit. Sie bestehen mindestens aus den folgenden drei Elementen:

- Prüfmasse,
- elastische Aufhängung der Prüfmasse
- Messaufnehmer

[Law92]

In seiner einfachsten Form besteht ein Beschleunigungssensor wie in Abbildung 3.1 aus einer Masse m , die über eine Feder mit der Federkonstante K mit einem Rahmen verbunden. Sie erfährt eine lineare Dämpfung mit der Dämpfungskonstanten c .

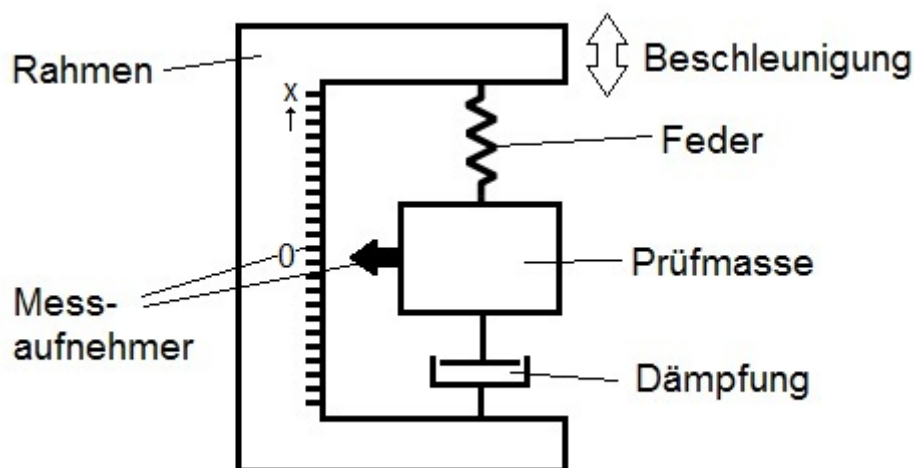


Abbildung 3.1.: Beispiel eines einfachen, mechanischen Beschleunigungssensors

Wird der Rahmen, wie in Abbildung 3.1, durch eine Kraft F_A in Richtung der Federachse mit a beschleunigt erfährt die Masse nach Newton's drittem Gesetz der Mechanik eine Trägheitskraft F_I gleich der beschleunigenden Kraft aber in entgegengesetzter Richtung (3.2).

$$F_I = -F_A = -m \cdot a \quad (3.2)$$

Für die auf die Masse wirkende Kraft F_{Masse} ergibt sich im beschleunigten System:

$$F_{Masse} = -m \cdot a + c \cdot \frac{dx}{dt} + K \cdot x = 0 \quad (3.3)$$

[Law92]

Bei einer stetigen Beschleunigung im eingeschwungenen Zustand, also für $dx/dt = 0$, ergibt sich:

$$F_{Masse} = -m \cdot a + K \cdot x = 0 \quad (3.4)$$

Die Verschiebung x ist also proportional zur Beschleunigung a (3.5).

$$x = \frac{m}{K} \cdot a \quad (3.5)$$

Die Verschiebung x wird durch den Messaufnehmer erfasst und dient als Wert für die Beschleunigung. Im Beispiel aus Abbildung 3.1 ist der Messaufnehmer in Form eines Zeigers an der Masse und einer Skala am Rahmen realisiert. Damit lässt sich x optisch ablesen.

In den meisten Beschleunigungssensoren wird die Verschiebung mithilfe von Plattenkondensatoren in ein elektrisches Signal umgewandelt. Dabei ist eine Platte an der Prüfmasse und die andere am Rahmen befestigt.

Die Kapazität C eines Plattenkondensators wie in Abbildung 3.2 hängt von der Fläche A der Platten, deren Abstand d und der Permittivität ε_r des Materials zwischen den Platten ab (3.6).

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (3.6)$$

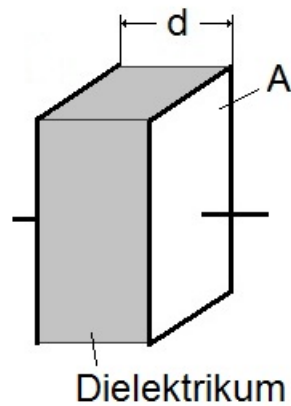


Abbildung 3.2.: Plattenkondensator

Da die Kapazität umgekehrt proportional zum Abstand zwischen den Platten ist führt eine Verschiebung der Prüfmasse um x zu einer Änderung der Kapazität um den Faktor $d/(d+x)$ (3.7).

$$C(x) = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{(d+x)} = C(0) \cdot \frac{d}{d+x} \quad (3.7)$$

Aus der Kapazität wird anschließend eine Spannung gewonnen. Differentialkondensatoren in einer Brückenschaltung mit Widerständen wie in Abbildung 3.3 können beispielsweise eine Spannung proportional zur Verschiebung x erzeugen. Dabei werden die äußeren Platten am Rahmen und die mittlere Platte an der Prüfmasse befestigt.

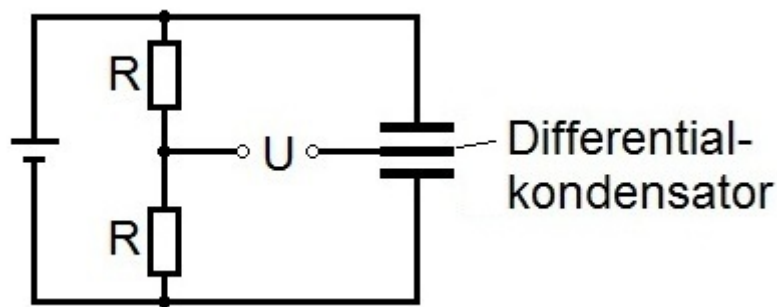


Abbildung 3.3.: Brückenschaltung zur Auswertung eines Differenzialkondensators

Weit verbreitet bei Beschleunigungssensoren sind sogenannte Pendel-Strukturen. Die Aufhängung wird hierbei an einem Arm realisiert. Unter Krafteinwirkung senkrecht zur Achse des Arms verbiegt dieser sich in Richtung der Kraft. Die Auslenkung der Prüfmasse wird durch den Messaufnehmer erfasst und dient als Wert für die Beschleunigung des Systems.

Die Pendel-Struktur kann, wie in Abbildung 3.4 zu sehen, zu sogenannten Cross-Coupling-Fehlern führen. Wenn das Pendel durch eine Beschleunigung in Richtung der empfindlichen Achse um einen Winkel α ausgelenkt ist führt eine Kraft F_p in Richtung der Pendelachse zu einer Verstärkung (wie im Beispiel) oder Verminderung der Auslenkung der Prüfmasse. Die Beschleunigung in Richtung der empfindlichen Achse wird folglich falsch gemessen. Dieser Fehler wird umso größer je größer die Auslenkung der Prüfmasse.

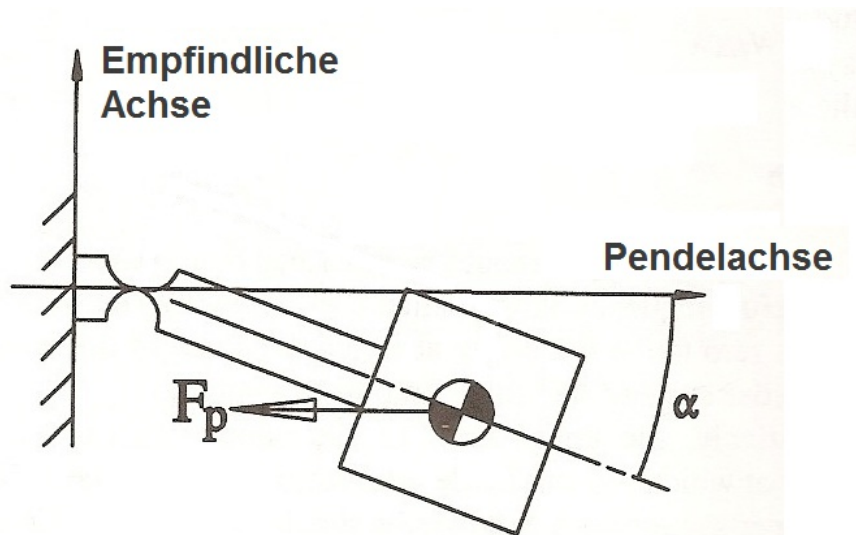


Abbildung 3.4.: Cross-Coupling bei einem Pendel-Beschleunigungssensor [Law92]

Zusätzlich zu den Grundelementen besitzen einige Beschleunigungssensoren Elemente, die eine Gegenkraft zur Trägheitskraft erzeugen können (sogenannte Forcer). Über eine Rückkopplung des Messaufnehmersignals wird der Forcer so geregelt, dass die erzeugte Kraft die Trägheitskraft ausgleicht, es also keine Verschiebung der Prüfmasse gibt. Das Steuersignal des Forcers dient hierbei als Ausgangssignal.

Aufgrund der Rückkopplung werden solche Sensoren als Closed-Loop (im Gegensatz zu Open-Loop ohne Forcer) bezeichnet. Da die Prüfmasse durch den Forcer nahe Null gehalten wird, können Closed-Loop- Sensoren elastischere Aufhängungen benutzen und deshalb größere Empfindlichkeiten erreichen. Elastischere Aufhängungen können allerdings zu Problemen führen wenn der Sensor nicht betrieben wird. Der Forcer übt dann keine Kraft aus und die Aufhängung kann durch Kräfte, die der Sensor im Betrieb aushält, zerstört werden.

Cross-Coupling-Fehler treten durch die geringe Auslenkung praktisch gar nicht auf. Damit sind Closed-Loop- Beschleunigungssensoren besonders gut für den Einsatz in Systemen zur Messung dreidimensionaler Beschleunigungen, wie inertielle Navigationssysteme, geeignet. [Law92]

3.3. Überabtastung

Analog-Digital-Wandler quantisieren Eingangssignale. Bei einer Auflösung von N Bits ergibt sich für eine verwendete Referenzspannung U_{Ref} ein Abstand der auflösbaren Schritte von:

$$\Delta = U_{Ref}/2^N \quad (3.8)$$

Der Fehler, in Bezug auf den tatsächlichen Wert, der sich durch die Quantisierung ergibt entspricht:

$$e_Q \leq \Delta/2 \quad (3.9)$$

Er führt zu einem Rauschen des Signals. Die Leistung dieses Quantisierungsrauschens ist unabhängig von der Abtastfrequenz und entspricht:

$$P_{QN} = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \left(\frac{e_Q^2}{\Delta}\right) de_Q = \left[\frac{e_Q^3}{3 \cdot \Delta}\right]_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3.10)$$

[CYG01]

Das Rauschen aufgrund der Quantisierung wird hier als weiß, also gleichmäßig auf alle Frequenzen und gaußförmig verteilt, angenommen. Die spektrale Leistungsdichte $S_N(f)$ ist demnach konstant. Wird ein Signal mit der Frequenz f_S abgetastet lässt sich die Rauschleistung deshalb auch wie in (3.11) formulieren.

$$P_{QN,0} = \int_0^{\frac{f_S}{2}} (S_N(f)) df = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3.11)$$

Durch Herausfiltern aller Frequenzen über einer bestimmten Grenzfrequenz $f_G < f_S/2$, also im Idealfall Multiplikation im Frequenzbereich mit $H(f) = \begin{cases} 1 & \text{für } f \leq f_G \\ 0 & \text{für } f > f_G \end{cases}$, ergibt sich:

$$P_{QN,F} = \int_0^{\frac{f_S}{2}} (S_N(f) \cdot H(f)) df = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{2 \cdot f_G}{f_S} = P_{QN,0} \cdot \frac{2 \cdot f_G}{f_S} \quad (3.12)$$

[JM97]

Die Rauschleistung wird um den Faktor $2 \cdot f_G / f_S$ verringert. Das Filtern geschieht zum Beispiel mithilfe eines digitalen Tiefpasses.

Um das Signal rekonstruieren zu können müssen $2 \cdot f_G$ und f_S gemäß dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem größer als das Doppelte der höchsten im Signal enthaltenen Frequenz f_{max} sein [Kel12]. In der Praxis wird meist $f_G \approx f_{max}$ gewählt. Zur Vereinfachung wird das Verhältnis $f_S / (2 \cdot f_G)$ als Überabtastrate (OSR) bezeichnet und als $f_S / (2 \cdot f_{max})$ definiert.

Die Minderung der Rauschleistung führt zu einer Erhöhung des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR). Wird das Gesamttrauschen durch das Quantisierungsrauschen bestimmt ergibt sich:

$$SNR = \frac{A_{Signal}}{A_{Rauschen}} \approx \frac{A_{Signal}}{\sqrt{P_{QN,F}}} = \frac{A_{Signal}}{\sqrt{P_{QN,0} \cdot \frac{2 \cdot f_G}{f_S}}} = SNR_0 \cdot \sqrt{\frac{f_S}{2 \cdot f_G}} \quad (3.13)$$

Eine Abtastung mit dem Vierfachen von $2 \cdot f_G$ und anschließender Tiefpassfilterung führt demnach in Näherung zu einer Verdoppelung des SNR. Das entspricht einer Erhöhung der Auflösung um ein Bit. Es gilt für die Auflösung Res in Bits in Abhängigkeit von der Überabtastrate:

$$Res(OSR) \approx Res(1) + \log_4(OSR) \quad (3.14)$$

Die mögliche Verbesserung ist begrenzt, da bei realen Analog-Digital-Wandlern nur in Näherung die Leistung des Quantisierungsrauschens gleich der gesamten Rauschleistung ist. Ab einem gewissen Punkt wird sie durch Linearitätsfehler der Quantisierung und andere Rauscheffekte beschränkt.

Eine Verbesserung der Auflösung durch Überabtastung wie hier beschrieben kann nur erzielt werden, wenn das Rauschen (zumindest in Näherung) weiß und groß genug ist um durch den Analog-Digital-Wandler erfasst zu werden. [CYG01]

4. Sensoren

Zunächst werden passende Beschleunigungssensoren ausgewählt. Als Referenz für die Auswahl dienen die Beschleunigungssensoren des inertialen Navigationssystems iIMU-FCAI-MDS, das in SHEFEX II verwendet wurde.

Besonders wichtig für die Nutzung von Beschleunigungssensoren in inertialer Navigation sind:

- Messbereich
- Auflösung
- Bandbreite
- Empfindlichkeit und deren Langzeitstabilität
- Temperaturempfindlichkeit
- Größe
- Gewicht
- Preis
- Lieferzeit

Um die, in Kapitel 3.1 angesprochene, Langzeitstabilität des inertialen Navigationssystems zu maximieren müssen die Messfehler möglichst gering gehalten werden. Neben einer hohen Langzeitstabilität des Sensors sind dafür besonders eine geringe Temperaturempfindlichkeit und eine hohe Auflösung entscheidend. Darüber hinaus bestimmt die Auflösung der Sensoren die mögliche Geschwindigkeits- und Positionsauflösung des Navigationssystems.

Die Bandbreite der Sensoren beschränkt deren dynamische Messung und damit die Empfindlichkeit des Systems auf Änderungen der Bewegung. Erhöhung der Bandbreite führt gleichzeitig zu höheren Abtastfrequenzen, da das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem nicht verletzt werden darf. Hohe Abtastraten verbessern zwar die Geschwindigkeits- und Positionsauflösung, stellen aber auch höhere Geschwindigkeitsanforderungen an die Auswerteelektronik.

Die Empfindlichkeit ist für die Auswerteelektronik wichtig. Sie bestimmt, was und wie genau die Auswerteelektronik erfassen muss.

Größe und Gewicht sollten möglichst gering sein um die Größe und das Gewicht des Gesamtsystems zu minimieren. Preis und Lieferzeit sind aus Kosten- und Zeitgründen entscheidend.

Mess- und Temperaturbereich sind reine Ausschlusskriterien. Der Messbereich soll mindestens den Messbereich der iMU-FCAI-MDS abdecken. Da bei SHEFEX III kein erweiterter Temperaturbereich nötig ist wird ein Mindesttemperaturbereich für die Sensoren von 273 bis 343 K festgelegt.

In Tabelle 4.1 ist der Vergleich der Beschleunigungssensoren der iMU-FCAI-MDS mit einer engeren Auswahl von Beschleunigungssensoren zu sehen. Diese ist das Ergebnis einer Recherche bei Herstellern und Händlern.

Parameter	FCAI	INN-202	INN-204	RAB-500	QA-3000
Hersteller	IMAR	InnaLabs	InnaLabs	Honeywell	Honeywell
Messbereich [m/s^2]	± 196	± 490	± 294	± 687	± 589
Auflösung [$\mu m/s^2$]	1200	10	49	10	687
Bandbreite [Hz]	200	800	800	400	300
Empfindl. [$\frac{1}{m/s^2}$]	-	123 μA	140 μA	8 Hz	136 μA
Jahresstab. [ppm]	-	< 50	< 1000	< 450	< 80
T-Empf. [ppm/K]	-	< 50	< 200	-	< 120
T-Bereich [K]	-	218 - 358	218 - 358	218 - 368	218 - 378
Gewicht [g]	-	80	50	12	75
Maße [mm]	-	Ø38 x 26	Ø29 x 21	Ø20 x 11	Ø39 x 27
Preis [€]	-	2 563,00	946,00	921,98	19 088,43
Lieferzeit [Wochen]	-	6-8	6-8	10-12	12

Tabelle 4.1.: Vergleich verschiedener Beschleunigungssensoren [iMab] [Inn11a] [Inn11b] [Hon05] [Hon06]

Von den ausgewählten Beschleunigungssensoren ist der INN-202 von InnaLabs am besten für den Einsatz in inertialen Navigationssystemen geeignet. Er bietet die beste Auflösung bei der höchsten Bandbreite der betrachteten Sensoren. Neben einer guten Langzeitstabilität ist er weniger empfindlich für Temperaturänderungen als die anderen Sensoren. Lediglich in Bezug auf die Wirtschaftlichkeit ist er nicht die erste Wahl. Hier schneiden der INN-204 (ebenfalls von InnaLabs) sowie der RAB-500 von Honeywell besser ab. Ein Nachteil des RAB-500 ist, dass dieser

die Beschleunigung als Frequenz mit 8 Hz/m/s^2 ausgibt. Für eine Auflösung wie in der iIMU-FCAI-MDS ist für den RAB-500 aufgrund der Empfindlichkeit eine sehr genaue Frequenzmessung nötig. Wegen seines hohen Preises und der geringen Auflösung scheidet der QA-3000 von Honeywell ebenfalls aus.

Wegen seiner besseren Performance bei Messungen wird der INN-202 als Beschleunigungssensor für das inertielle Navigationssystem von SHEFEX III gewählt. Durch die hohe Ähnlichkeit zwischen INN-202 und INN-204 kann die für den INN-202 entwickelte Auswerteelektronik aber auch für den INN-204 verwendet werden. Es ergibt sich somit die Möglichkeit in anderen Missionen mit geringeren Genauigkeitsanforderungen zur Kostenersparnis den Sensor zu wechseln.

4.1. INN-202

Der INN-202 basiert auf dem sogenannten Q-Flex-Design. Q-Flex-Sensoren sind Closed-Loop Pendel-Beschleunigungssensoren mit Prüfmasse und Aufhängung aus Quarz. In Abbildung 4.1 ist zu sehen, dass die Prüfmasse aus Quarz über zwei schmale Stege, hier die Pendelgelenke, mit Aussparungen am äußeren Ring befestigt ist. Diese dienen als Arme des Pendels.

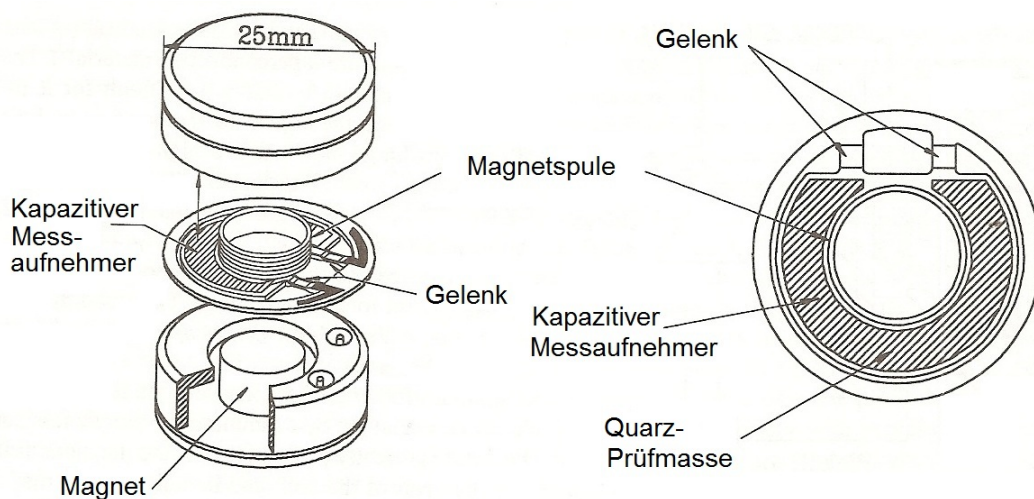


Abbildung 4.1.: Explosionsgrafik(links) und Schnitt(rechts) eines Beschleunigungssensors mit Q-Flex-Design [Law92]

Ein Teil der Quarz-Prüfmasse ist metallbeschichtet. Er stellt die mittlere Platte eines Differenzialkondensators dar. Die äußeren Platten sind am Rahmen befestigt. Der Differenzialkondensator dient als Messaufnehmer des Sensors.

Als Forcer wird eine Magnetspule in der Mitte der Prüfmasse in Verbindung mit einem Permanentmagneten am Rahmen verwendet. Fließt Strom durch die Spule entsteht eine Lorentzkraft, die den Magneten anzieht oder abstößt. Der Stromfluss durch die Spule dient als Ausgangssignal des Sensors.

Die Stromversorgung der Spule wird über eine Metallschicht auf den Stegen gewährleistet. [JS69]

4.2. AD22037

Aufgrund der langen Lieferzeiten des INN-202 wird zum Testen ein einfacherer, schnell erhältlicher Beschleunigungssensor eingesetzt.

Der AD22037 von Analog Devices ist ein Open-Loop Beschleunigungssensor mit zwei Messachsen. Er besteht aus einem oberflächen-mikrogefertigten Sensor aus Polysilizium und der zugehörigen Signalaufbereitung. Die Messerfassung geschieht kapazitiv über eine große Anzahl von Fingern an der Prüfmasse. Diese befinden sich zwischen festen Platten. Gemeinsam mit den Platten bilden die Finger Differenzialkondensatoren. Deren Kapazitätsänderung wird erfasst und von der Signalaufbereitung weiter verarbeitet. Am Ausgang liegen zwei Spannungen (je eine pro Messachse) an, die proportional zu den Beschleunigungen sind. [MA05] [BF05]

Laut Hersteller misst der AD22037 in einem Beschleunigungsbereich von $\pm 176,58 \text{ m/s}^2$ bei 200 Hz mit einer Auflösung von $17,66 \cdot 10^{-3} \text{ m/s}^2$. Er kann über einen Temperaturbereich von -40 bis 125°C sowie bei Beschleunigungen von bis zu 34355 m/s^2 betrieben werden. [Anab]

Damit ist der AD22037 in Bezug auf Auflösung und Messbereich nicht ausreichend für den Einsatz im Navigationssystem von SHEFEX III. Er kann aber für erste Tests verwendet werden um die grundsätzliche Eignung der in Kapitel 5 beschriebenen Auswerteelektronik für den Einsatz in einem 3D-Messsystem festzustellen.

5. Auswerteelektronik

Um die Signale der Beschleunigungssensoren interpretieren zu können wird eine Elektronik benötigt, welche die analogen Signale digitalisiert und die digitalen Werte anschließend an den Bordrechner überträgt.

Zunächst wird dazu die Schnittstelle zum Bordrechner festgelegt (Kapitel 5.1). Anschließend wird die Analog-Digital-Wandlung der Sensorsignale betrachtet (Kapitel 5.2) und mit Bereichsaufteilung (Kapitel 5.3) und Überabtastung (Kapitel 5.4) zwei Ansätze zu deren Realisierung ausgearbeitet und getestet.

5.1. Schnittstelle zum Bordrechner

Die Verbindung zum Bordrechner soll mit möglichst wenigen Leitungen und in Form einer Standardschnittstelle, um den Anschluss an der Bordrechnerseite zu vereinfachen, realisiert werden.

Es wird deshalb eine unidirektionale Verbindung nach EIA-422-Standard verwendet. EIA-422 kam auch schon bei der iMU-FCAI-MDS in SHEFEX II zum Einsatz.

Die Daten der Sensoren werden nacheinander als Universal-Asynchronous-Transmitter-Receiver(UART)-Zeichen mit je 8 Datenbits seriell übertragen. UART-Zeichen sind Bitfolgen, die aus Start- sowie Stoppbit(s), 5 - 8 Datenbits und wahlweise einem Paritätsbit bestehen. Sie werden asynchron übertragen.

Bei EIA-422 wird differenziell, also über zwei Leitungen mit umgekehrter Polarität, übertragen. Zusätzlich zu den Übertragungsleitungen brauchen Sender und Empfänger zur Übertragung eine gemeinsame Masse. Für eine unidirektionale Verbindung werden deshalb lediglich drei Leitungen benötigt. [Lei12]

5.2. Analog-Digital-Wandlung

Damit die analogen Signale über eine serielle Schnittstelle übertragen werden können müssen sie zunächst digitalisiert werden. Dazu muss der Strom am Aus-

gang des INN-202 durch einen Widerstand in eine Spannung umgewandelt werden. Der AD22037 liefert direkt Spannungen als Ausgangssignal. Beide werden mithilfe einer Impedanzwandlerschaltung von der restlichen Signalaufbereitung entkoppelt. Die Impedanzwandler werden aus rauscharmen Operationsverstärkern aufgebaut.

Um eine Auflösung Res wie die iIMU-FCAI-MDS zu erreichen werden Analog-Digital-Wandler mit 18,3 Bit oder mehr (5.1) benötigt. Daneben müssen sie, gemäß dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem, mindestens mit der doppelten Frequenz der Sensorbandbreite abtasten können [Kel12]. Für den INN-202 entspricht dies 1,6 kHz.

$$Res \geq \log_2\left(\frac{392m/s^2}{1,2mm/s^2}\right) = 18,3 \quad (5.1)$$

Eine Recherche bei Herstellern von Analog-Digital-Wandlern zeigte, dass (zum Zeitpunkt der Umsetzung dieser Arbeit) keine ausgewiesenen strahlungsresistenten Analog-Digital-Wandler mit einer Auflösung von mehr als 16 Bit verfügbar sind. Wie am Beispiel des LTC1608 von Linear Technology zu sehen erreichen diese im normalen Betrieb nicht einmal die angegebenen 16 Bit. Mithilfe des Signal-Rausch-Verhältnisses, im Fall des LTC1608 90 dB [Linb], lässt sich die effektive Auflösung wie folgt bestimmen:

$$Res = \log_2(10^{\frac{90dB}{20}}) = 14,9 \quad (5.2)$$

Um trotzdem die benötigte Auflösung bei Strahlungsresistenz zu erreichen werden verschiedene Ansätze ausgearbeitet und getestet.

5.3. Ansatz 1: Bereichsaufteilung

5.3.1. Konzept

Um mit strahlungsresistenten Bauteilen eine Auflösung von 18,3 Bit oder mehr zu erzielen wird mithilfe einer erweiterten Schaltung ein Sensorsignal in mehrere Bereiche aufgeteilt. Anschließend wird das Signal so skaliert, dass jeder dieser Bereiche den vollen Messbereich eines 16-Bit-Analog-Digital-Wandlers abdeckt. So verbessert sich die gesamte Auflösung um die Auflösung der Bereiche.

5.3.2. Umsetzung

Abbildung 5.1 zeigt ein Blockschaltbild der Umsetzung.

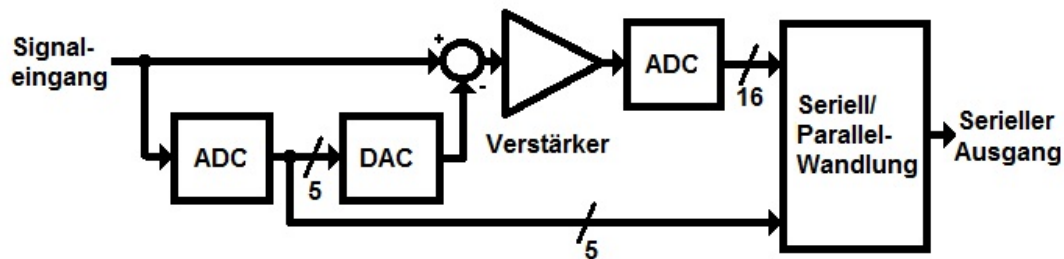


Abbildung 5.1.: Blockschaltbild der Signalaufbreitung

Einen Analog-Digital-Wandler für jeden Bereich einzusetzen wäre sehr kosten- und platzaufwändig. Stattdessen wird der Bereich mithilfe eines zweiten Analog-Digital-Wandlers geringerer Auflösung erfasst und dann das Signal angepasst. Zur Anpassung des Signals wird ein Digital-Analog-Wandler eingesetzt. Dieser wird durch den zweiten Analog-Digital-Wandler gesteuert um eine konstante Spannung für jeden Bereich (z.B. die untere Grenze der Bereiche) zu erzeugen. Die erzeugte Spannung wird anschließend vom Sensorsignal abgezogen. Bei sinnvoller Skalierung und Steuerung der Spannung des Digital-Analog-Wandlers wird das Signal, wie in Abbildung 5.2, unabhängig von dem Bereich in dem es sich am Eingang befindet, auf einen für alle Eingangsbereiche gleichen Spannungsbereich gebracht. Der resultierende Spannungsbereich wird so skaliert, dass er die volle Messspanne des Analog-Digital-Wandlers mit der besseren Auflösung einnimmt.



Abbildung 5.2.: Bereichsanpassung

Die Signalanpassungen werden mithilfe von Operationsverstärkerschaltungen realisiert. Zur Skalierung werden invertierende Verstärker, zum Abziehen der Spannung des Digital-Analog-Wandlers vom Messsignal Subtrahierer eingesetzt.

Es werden nur die fünf höchstwertigen Bits des zweiten Analog-Digital-Wandlers für die Bereichseinstellung verwendet. Die restlichen Bit werden ignoriert. Dies ermöglicht eine maximale Verbesserung der Auflösung um 5 Bits, was einer Gesamtauflösung von 19,9 Bit entspricht. Durch die Bauteiltoleranzen der in den Operationsverstärkerschaltungen verwendeten Widerstände sowie die Tatsache, dass der Digital-Analog- und die Analog-Digital-Wandler unterschiedliche Referenzspannungen verwenden, wird eine geringere Verbesserung erwartet.

Die parallelen Ausgänge der Analog-Digital-Wandler müssen nach der Wandlung seriell übertragen werden. In Abbildung 5.3 ist die Parallel-Seriell-Wandlung in Form eines Blockschaltbilds zu sehen.

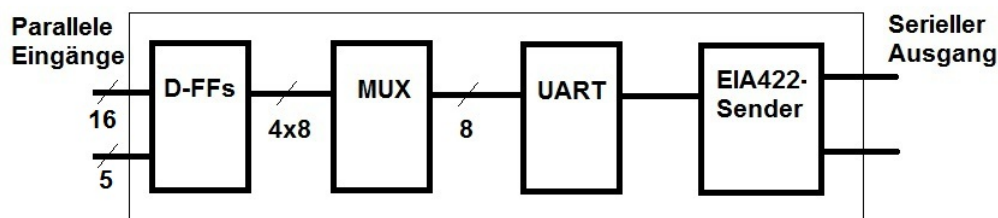


Abbildung 5.3.: Blockschaltbild der Parallel-Seriell-Wandlung

Die Wandlung von parallel zu seriell geschieht mithilfe eines UART-Bausteins. Dieser erzeugt Start-, Stopp- und Paritätsbits für bis zu acht parallele Datenbits und überträgt sie seriell als UART-Zeichen. Ein EIA-422-Sendebaustein überträgt anschließend die seriellen Daten des UART-Bausteins differenziell an den Bordrechner.

Da der UART-Baustein immer nur acht Bit verarbeiten kann werden die parallelen Daten gemultiplext.

Um Fehler durch Änderungen der parallelen Daten während der seriellen Übertragung zu vermeiden und durch paralleles Senden und Messen Zeit zu sparen werden die Ausgänge der Analog-Digital-Wandler mit Daten-Flipflops zwischengespeichert.

Die Takte zur Steuerung der Analog-Digital-Wandler, der Daten-Flipflops, der

Multiplexer und des UART-Bausteins werden mithilfe von Binärzählern und Logikgattern aus einem einzelnen Takt eines Oszillators gewonnen. Die Zähler teilen die Oszillatorfrequenz in mehrere Frequenzen, die anschließend mit den Logikgattern kombiniert werden um die benötigten Takte zu erzeugen.

Da in SHEFEX III die Elektronik durch Batterien versorgt wird und erste Tests zeigten, dass Versorgung über Netzgeräte starkes Rauschen verursacht, wird die Schaltung mit Akkus versorgt. Zwei 14,8V-Lithium-Ionen-Akkus erzeugen $\pm 15V$ für die Elektronik. Mit Spannungsreglern wird daraus +5 sowie -5V für die Versorgung einiger Bauteile erzeugt.

Verwendete Bauteile

Wie im Fall des Beschleunigungssensors werden aus Kosten- und Zeitgründen für Tests einfachere Bauteile verwendet. Soweit vorhanden werden hierfür nicht strahlungsresistente Versionen von Bauteilen, ansonsten möglichst ähnliche Bauteile verwendet.

Analog-Digital-Wandler Zur A/D-Wandlung werden der 16-Bit-Analog-Digital-Wandler LTC1608 sowie der 12-Bit-Analog-Digital-Wandler LTC1409 für die Bereichsmessung eingesetzt. Beide Wandler werden von Linear Technology produziert und besitzen je nach Beschaltung einen Messbereich von -2,5 bis +2,5 V oder 0 bis +5 V. Sie wandeln nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation.

Der LTC1608 kann mit einer Frequenz von 500 kSamples/s bei einem SNR von 90 dB wandeln. Das entspricht einer Auflösung von 14,9 Bits (5.2). Der LTC1409 setzt mit maximal 800 kSamples/s bei einem SNR von 72,5 dB um. [Linb] [Lina]

Digital-Analog-Wandler Zum Einstellen des Bereichs wird der AD7541A Digital-Analog-Wandler von Analog Devices genutzt. Er ist aus einem R-2R-Netzwerk (ein Standardverfahren für Digital-Analog-Wandler) aufgebaut und löst auf 12 Bit auf. Über eine positive Referenzspannung wird seine maximale Ausgangsspannung festgelegt. [Anaa]

UART-Baustein Der HD3-6402R-9Z ist ein UART-Baustein von Intersil. Je nach Beschaltung kann er acht parallele Bit in UART-Zeichen mit einem Startbit, 5-8 Datenbits, gerader oder ungerader Parität sowie einem, eineinhalb oder zwei Stoppbits wandeln und umgekehrt. In der raumfahrtqualifizierten Variante kann er bei bis zu 8 MHz (entspricht 500kBit/s Datenrate) betrieben werden. [Int05]

Timing

Der HD3-6402R-9Z wird mit $CLK = 8\text{ MHz}$ betrieben, sendet also mit bis zu 500kHz seriell Daten. Ein UART-Zeichen wird in 16 Übertragungsstakten gesendet. Das entspricht einer Sendefrequenz der Zeichen f_{Zeichen} von $500\text{ kHz} / 16 = 31,25\text{ kHz}$. Für jeden Sensor werden pro Messung vier UART-Zeichen übertragen. Bei vier Sensoren ergibt sich damit eine Messfrequenz f_{Messung} von etwa $1,95\text{ kHz}$ (5.3). Damit lassen sich die INN-202-Sensoren mit 800 Hz Bandbreite ohne Verletzung des Shannon-Nyquist-Theorems [Kel12] einlesen.

$$f_{\text{Messung}} = \frac{f_{\text{Zeichen}}}{4 \cdot 4} = \frac{31,25\text{ kHz}}{4 \cdot 4} \approx 1,95\text{ kHz} \quad (5.3)$$

In Abbildung 5.4 sind die verwendeten Takte zur Steuerung der einzelnen Komponenten sowie deren Zusammensetzung zu sehen.

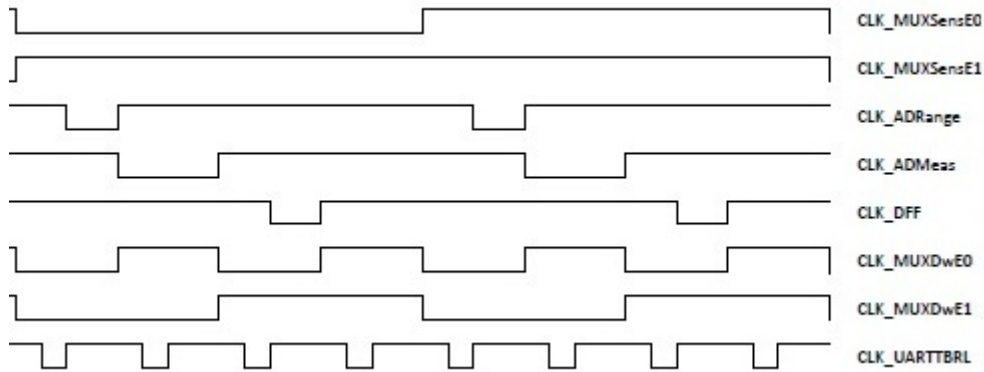


Abbildung 5.4.: Verwendete Takte

Zur Steuerung der Multiplexer für die Zeichen(MUXDw) werden $f_{\text{Zeichen}}/2$ und $f_{\text{Zeichen}}/4$ verwendet. Der Multiplexer, der die Sensorsignale regelt,(MUXSens) wird mit dem vierfachen, also $f_{\text{Zeichen}}/8$ und $f_{\text{Zeichen}}/16$, gesteuert.

Um die benötigten Frequenzen zu erhalten wird der Oszillatortakt durch 512 und 1024 sowie durch 2048 und 4096 geteilt. Dies geschieht mithilfe von zwei Binärzähler-Bausteinen. Das höchstwertige Bit eines 8-Bit-Zählers wird zur Steuerung des zweiten Zählers verwendet, wodurch die beiden Zähler gemeinsam einen 16-Bit-Zähler ergeben.

In jedem Messtakt wird zunächst der 12-Bit-Analog-Digital-Wandler(ADRange)

für die Bereiche und nach einer kurzen Wartezeit der 16-Bit-Analog-Digital-Wandler (ADMeas) gestartet. Beide Analog-Digital-Wandler werden durch eine fallende Taktflanke gestartet. Nach einer weiteren Wartezeit werden die Daten-Flipflops durch eine steigende Flanke getaktet. Parallel dazu werden die Datenübertragungen der einzelnen UART-Zeichen durch eine steigende Flanke am TBRL-Eingang des HD3-6402R-9Z gestartet.

5.3.3. Evaluierung

Zur Evaluierung des Systems wird der NI PXI-4461 Dynamiksignalanalysator von National Instruments (Abb. 5.5) verwendet. Dieser enthält je zwei 24-Bit-Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandler und kann mit bis zu 204,8 kHz Signale abtasten und generieren. Gesteuert wird er über einen Computer mithilfe von Lab-View. [Nat13]



Abbildung 5.5.: NI PXI4461 Dynamiksignalanalysator [Nat13]

Das Erfassen der seriellen Ausgangsdaten der Auswerteelektronik geschieht über einen RedCOM EIA-422/USB-Adapter von Meilhaus. Mithilfe eines Terminal-Programms werden die über USB an einen Computer gesendeten Daten in Form von Hexadezimal-Zeichen erfasst und in eine Textdatei gespeichert. Anschließend werden die Daten in der Textdatei mithilfe eines selbst in C++ geschriebenen Programms umgerechnet und in eine neue Datei gespeichert.

Die Evaluierung der Auswerteelektronik wird in drei Bereiche unterteilt. Zunächst

wird die Auflösung, danach die Linearität und schließlich die Dynamik der Signalumsetzung untersucht.

Auflösung

Zur Bestimmung der Auflösung wird zunächst eine Gleichspannung an den Eingang der Auswerteelektronik angelegt. Das dabei entstehende Rauschen des gewandelten Ausgangswertes entspricht der Auflösung der Schaltung.

Die Digital-Analog-Wandler des PXI-4461 erreichen, wie sich in Versuchen zeigte, nicht tatsächlich eine Auflösung von 24-Bit. Wird eine Gleichspannung mit einem der Digital-Analog-Wandler erzeugt und auf einen der Analog-Digital-Wandler gegeben zeigt sich, dass die Spannung so stark rauscht, dass im Bereich zwischen 0 und 5 V lediglich 16,7 Bit effektive Auflösung erreicht wird. Für die Bestimmung der Auflösung werden deshalb vier parallel geschaltete 1,2 V-Batterien zur Erzeugung einer konstanten Spannung eingesetzt.

Die Spannung der Batterien wird auf alle vier Signaleingänge der Auswerteelektronik gleichzeitig gegeben und eine Sekunde lang aufgezeichnet.

In Abbildung 5.6 ist die Messung der Batteriespannung für einen Signaleingang zu sehen.

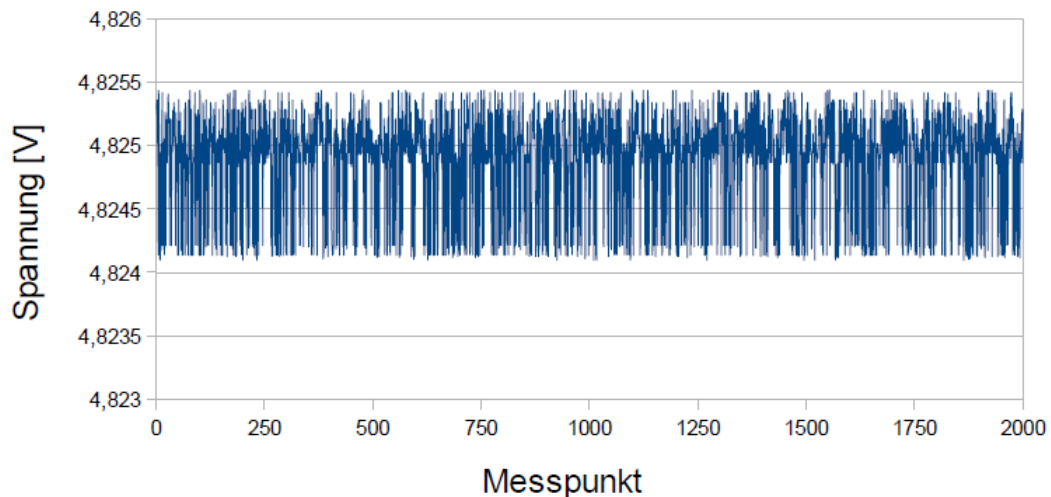


Abbildung 5.6.: Messung einer Gleichspannung mit Ansatz 1

Die mittlere Standardabweichung der Messungen beträgt 0,44 mV. Dies entspricht bei einem Bereich von 0 bis 5 V einer Auflösung Res von 13,5 Bit (5.4). Die Auflösung ist somit deutlich geringer als benötigt.

$$Res = \log_2(5/(0,44 \cdot 10^{-3})) = 13,5 \quad (5.4)$$

Linearität

Die Linearität der Signalerfassung wird bestimmt, indem eine Spannungsrampe an die Signaleingänge angelegt und erfasst wird. Linearität ist gegeben, wenn sich dabei keine Stufen zeigen.

Mit dem PXI-4461 wird dazu eine Spannungsrampe von 0 bis 5 Volt erzeugt und auf die Eingänge der Auswerteelektronik gegeben.

Abbildung 5.7 und 5.8 im Detail zeigen die aufgenommenen Messwerte von einem Signaleingang. Es ist deutlich zu sehen, dass hier große Linearitätsfehler vorkommen.

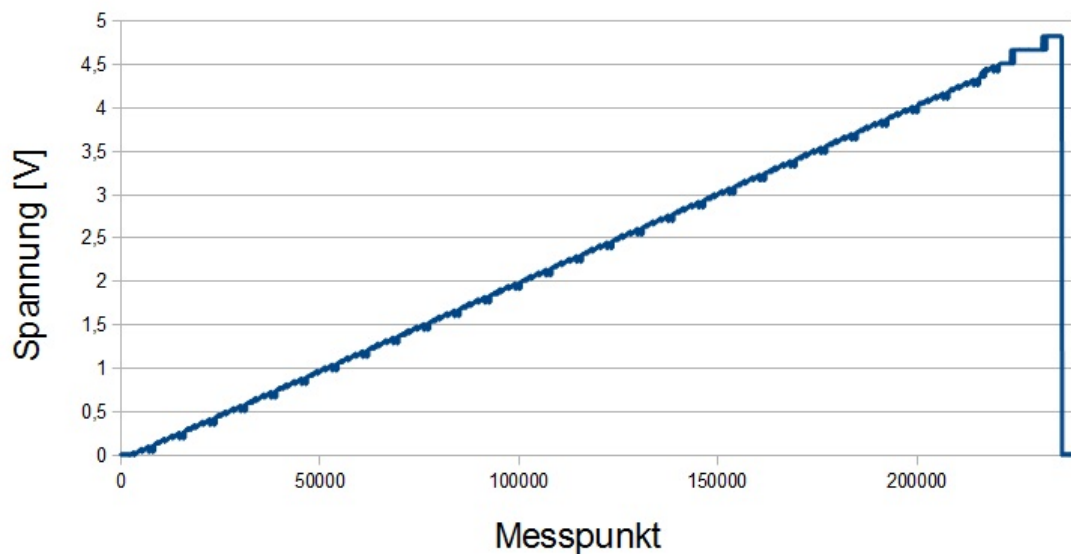


Abbildung 5.7.: Messung einer Spannungsrampe mit Ansatz 1

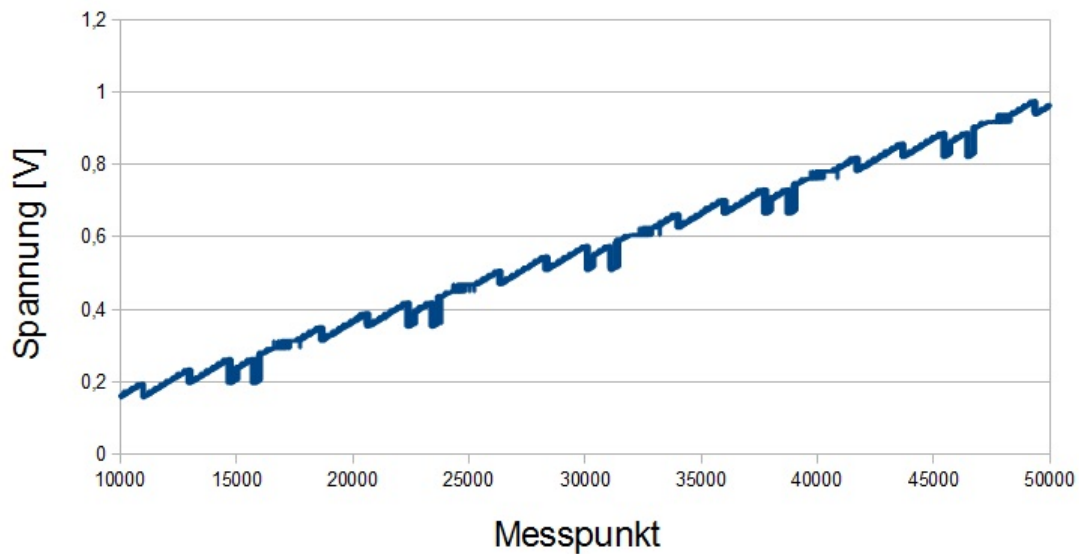


Abbildung 5.8.: Ausschnitt der Messung aus Abb. 5.7

Die großen Linearitätsfehler sind hauptsächlich auf Probleme in der Abstimmung zwischen dem Bereichs-Analog-Digital-Wandler und dem Digital-Analog-Wandler in der Auswerteelektronik zurückzuführen. Die schlechte Abstimmung hängt zum einen damit zusammen, dass die Analog-Digital- und der Digital-Analog-Wandler nicht die selbe Spannungsreferenz verwenden. Zum anderen liegt sie daran, dass die in den Operationsverstärkerschaltungen verwendeten Widerstände nicht exakt den gleichen Widerstandswert besitzen. Durch Toleranzen in der Herstellung können sie sich um wenige Ohm unterscheiden.

Dynamik

Um die Dynamik der Signalerfassung durch die Auswerteschaltung zu bestimmen wird eine Sinusspannung an den Eingang der Auswerteelektronik angelegt. Um einen Sensor mit einer Bandbreite von 800 Hz (wie der INN-202) auswerten zu können muss die Auswerteschaltung in der Lage sein eine Sinusspannung mit 800 Hz zu erfassen.

Die Sinusspannung wird mithilfe der Digital-Analog-Wandler des PXI-4461 erzeugt und parallel auf alle vier Messeingänge gegeben.

In Abbildung 5.9 sind die Messergebnisse eines Signaleingangs zu sehen. Es lässt

sich erkennen, dass genügend Messpunkte aufgenommen werden um die Schwingung zu erfassen.

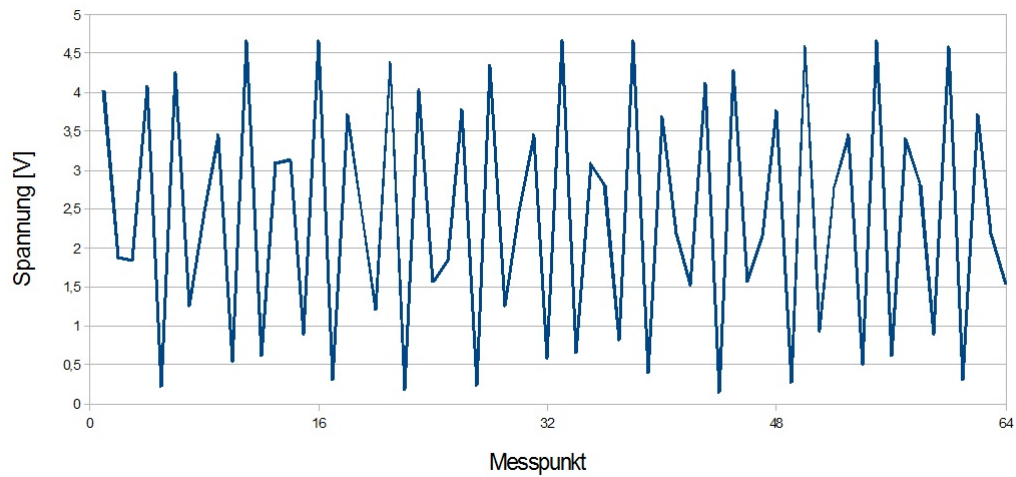


Abbildung 5.9.: Messung einer 800 Hz Sinusspannung mit Ansatz 1

Noch deutlicher wird dies durch eine Fourier-Analyse der Messdaten. Abbildung 5.10 zeigt eine Fast-Fourier-Analyse der zuvor aufgenommenen Daten. Es ist zu sehen, dass neben dem Offset eine Schwingung mit 800 Hz erfasst wird.

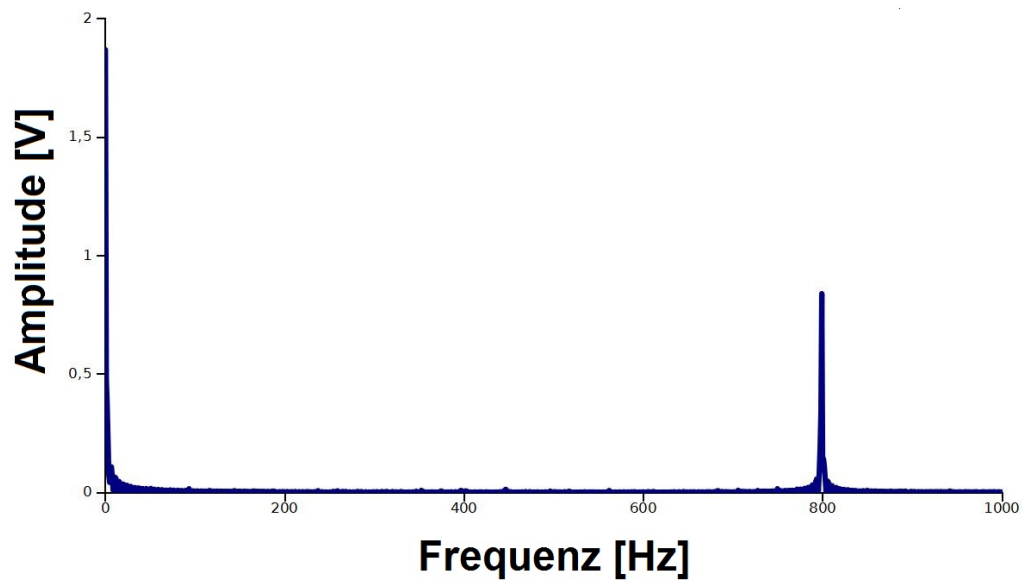


Abbildung 5.10.: Fast-Fourier-Transformation der Messdaten aus Abb. 5.9

5.3.4. Fazit

Durch die deutlich zu schlechte Auflösung sowie die großen Linearitätsfehler ist die Auswerteelektronik in dieser Form nicht für den Einsatz in SHEFEX III geeignet. Die Auflösung ließe sich durch das Einsparen einiger Bauteile z.B. durch Verwendung eines Mikrocontrollers für die Parallel-Seriell-Wandlung und die Taktgenerierung verringern, die gewünschte Auflösung zu erreichen scheint jedoch unwahrscheinlich.

Um das Problem der Linearitätsfehler zu lösen ist es nötig exakte Widerstände und Spannungsreferenzen zu verwenden. Dies ist aber mit gekauften Teilen nicht möglich.

Eine praktische Umsetzung, welche die gewünschten Anforderungen erreicht ist folglich bei akzeptablem Aufwand nicht möglich.

5.4. Ansatz 2: Überabtastung

5.4.1. Konzept

Um die geforderte Auflösung zu erreichen wird das Signal mit einem Analog-Digital-Wandler mit geringerer Auflösung überabgetastet und die Messwerte anschließend gemittelt. Wie in Kapitel 3.3 erklärt lässt sich damit eine Verbesserung der Auflösung erzielen.

5.4.2. Umsetzung

Das Einsetzen von 16-Bit-Analog-Digital-Wandlern wie im ersten Einsatz ist hier nicht möglich. Mit diesen können durch Ungenauigkeiten in der Übertragungsfunktion selbst mit Überabtastung nur zwischen 16 und 17 Bit Auflösung erreicht werden. Es werden deshalb anstelle der 16-Bit- 18-Bit-Analog-Digital-Wandler eingesetzt. Dafür werden Analog-Digital-Wandler des selben Herstellers gewählt, die nach dem selben Prinzip (sukzessive Approximation) wandeln. Mit diesen kann theoretisch eine Auflösung von mehr als 20 Bit erreicht werden.

Die verwendeten Analog-Digital-Wandler sind nicht in Bezug auf Strahlungsresistenz getestet. Einige Bauteile sind aber, auch wenn sie nicht für die Raumfahrt entworfen wurden, in der Lage einer gewissen Strahlung zu widerstehen. Dies scheint hier besonders wahrscheinlich, da der verwendete Analog-Digital-Wandler sehr ähnlich wie der im Ansatz Bereichsaufteilung verwendete strahlungsresistente ist. Zusätzlich können ganze Systeme durch entsprechende Hüllen zumindest teilweise vor Strahlung geschützt werden.

Es scheint also durchaus wahrscheinlich trotz der nicht getesteten Analog-Digital-Wandler ein strahlungsresistentes System zu erreichen. Eine endgültige Eignung wird sich aber erst nach ausführlichen Tests des fertigen Systems feststellen lassen.

Zum Mitteln der abgetasteten Daten wird ein Mikrocontroller eingesetzt. Dieser erfasst die gewandelten Daten der vier verwendeten Sensoren und mittelt die gewünschte Anzahl von Werten. Die Mittelwerte werden anschließend als UART-Zeichen seriell gesendet.

Zur Vereinfachung der Berechnungen wird eine Potenz von 2 als Anzahl der zu mittelnden Werte gewählt. Divisionen durch Potenzen von 2 lassen sich in binärer Darstellung einfach durch eine Verschiebung um so viele Stellen wie die Potenz in Richtung der niederwertigsten Bits realisieren.

Die verwendeten 18-Bit-Analog-Digital-Wandler geben ihre gewandelten Daten in serieller Form aus. Es wird deshalb eine Schaltung (Abb. 5.11) eingesetzt, die mit Hilfe von Schieberegistern jeweils acht serielle in acht parallele Bits umwandelt. In die Schieberegister werden je acht serielle Bits hinein getaktet und dann parallel ausgegeben. Die acht Takte werden von einem Binärzähler mit Oszillator generiert. Gestartet bzw. gestoppt wird der Zähler durch ein RS-Flipflop. Ein Impuls (des Mikrocontrollers) an dessen Setz-Eingang startet einen Zählerdurchgang. Nach 16 Oszillatortakten (als Takt der Schieberegister wird die Hälfte des Oszillatortakts verwendet) wird das fünfte Bit des Binärzählers gesetzt. Dieses ist mit dem Rücksetz-Eingang des RS-Flipflops verbunden und setzt den Ausgang zurück. Als Folge wird der Zähler gestoppt und zurückgesetzt.

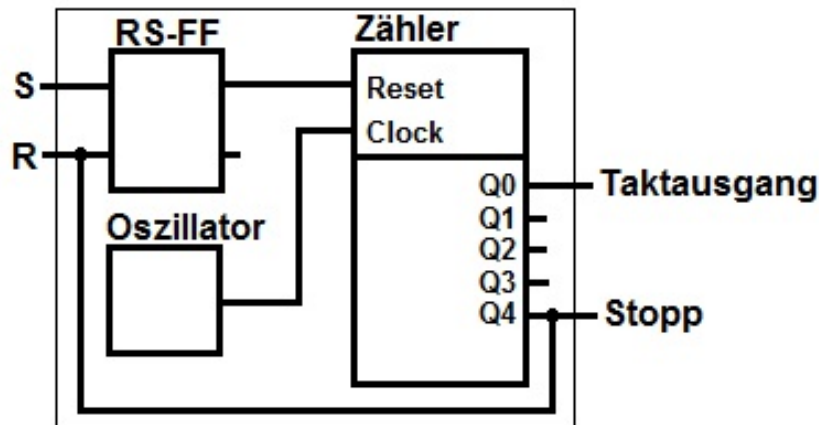


Abbildung 5.11.: Takterzeugung für die Schieberegister

Zum einfacheren Testen und Programmieren wird ein Mikrocontroller samt Evaluationsboard (genaueres in Kapitel 5.4.2) eingesetzt. Die Verbindung zur restlichen Elektronik geschieht über kurze Kabel.

Die Elektronik wird durch zwei 15 V-Akkus mit ± 15 V versorgt. Auf einer eigenen Versorgungsplatine befinden sich Schmelzsicherungen zum Schutz der Schaltung vor zu hohen Strömen sowie ein Spannungsregler, der aus $+15$ V $+5$ V erzeugt. Die $+5$ V werden zur Versorgung des Mikrocontrollers eingesetzt. Das Signalverarbeitungsboard mit den Sensoren und den Analog-Digital-Wandlern wird mit ± 15 V versorgt, die intern zu $+5$ V und $+2,5$ V gewandelt werden.

Jeder Analog-Digital-Wandler wird über einen Impedanzwandler direkt mit einem Sensorausgang verbunden.

Verwendete Bauteile

Wie im Ansatz Bereichsaufteilung gilt, dass zum Testen nicht strahlungsresistente Versionen von Bauteilen oder möglichst ähnliche Bauteile verwendet werden.

Analog-Digital-Wandler Zur Analog-Digital-Wandlung wird der LTC2377CMS-18 von Linear Technology eingesetzt. Er wandelt bei einer Abtastrate von bis zu 500kSPS analoge Signale mit 18 Bits Auflösung. Bei voller Abtastrate und einem Eingangssignal mit 2kHz Bandbreite erreicht er ein SNR von 102dB. Das entspricht einer effektiven Auflösung Res_{eff} von 16,9 Bits (5.5).

$$Res_{eff} = \log_2(10^{\frac{102dB}{20}}) = 16,9 \quad (5.5)$$

Um die gewünschte Auflösung zu erreichen wird das Messsignal mit etwas mehr als dem 64-fachen der Nyquist-Frequenz des Beschleunigungssensors, also im Fall des INN-202 102,4 kHz, abgetastet. Das entspricht einer Verbesserung der Auflösung um bis zu 3 Bits (3.14). Es werden je 64 18-Bit-Messwerte erfasst und gemittelt.

Der LTC2377 wird mit +2,5 sowie +5 V für die Ausgänge versorgt und verfügt über einen Eingang für eine Referenzspannung. Als Referenzspannung wird +5 V von einer Spannungsreferenz genutzt.

Für die Messung wird ein differenzielles Eingangssignal benötigt. Dazu wird das auf einen Bereich von 0 bis 5 V angepasste Signal, wie in Abbildung 5.12 zu sehen, über einen Impedanzwandler an den negativen Eingang einer Subtrahierschaltung aus Operationsverstärkern angelegt. Am positiven Eingang liegt eine 5 V-Referenzspannung an. Der Ausgang des Impedanzwandlers und der Ausgang des Subtrahierers dienen als differenzielles Eingangssignal für die Analog-Digital-Wandler.

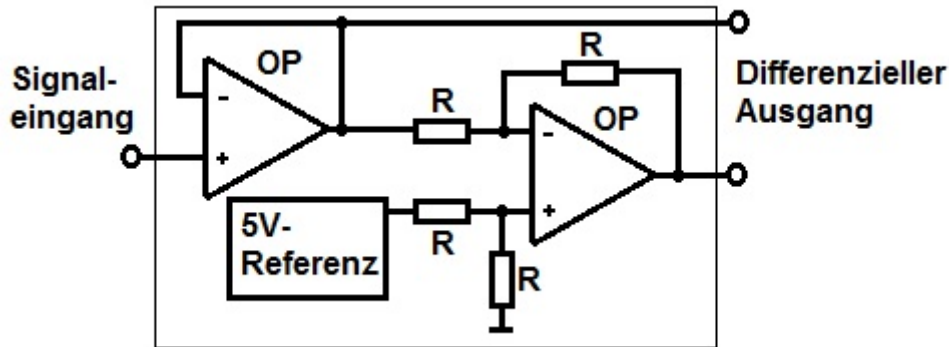


Abbildung 5.12.: Differenzieller Treiber für den LTC2377-18

Die Ausgangsdaten des LTC2377 werden über eine serielle Schnittstelle mithilfe eines externen Taktes übertragen. Um Fehler bei der Seriell-Parallel-Wandlung zu vermeiden werden der Takt der seriellen Schnittstelle und der Schieberegister zeitlich versetzt. Dazu wird der Takt des Binärzählers invertiert. Der invertierte Takt ist um die halbe Periodendauer zum ursprünglichen Takt verschoben.
[Linc]

Schieberegister Zur Seriell-Parallel-Wandlung werden CD74HC4094- Schieberegister von Texas Instruments verwendet. Diese bestehen, wie das Beispiel aus Abb. 5.13, aus acht (im Beispiel nur vier) hintereinandergeschalteten Daten-Flipflops, die mit einem gemeinsamen Takt gesteuert werden. Weitere Flipflops dienen als Zwischenspeicher für die parallelen Ausgänge. Sie werden gemeinsam durch einen zweiten Takt gesteuert. Zusätzlich verfügt jeder parallele Ausgang über einen Treiber, der durch einen zusätzlichen Steuereingang auch als Hochimpedant konfiguriert werden kann.

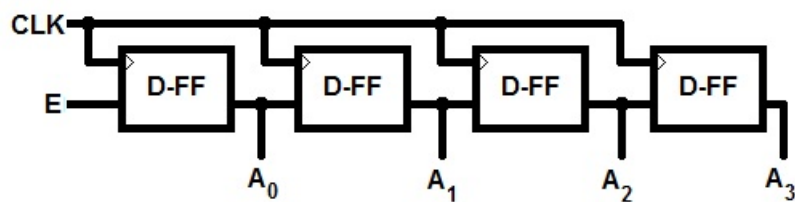


Abbildung 5.13.: 4 Bit-Schieberegister aus Daten-Flipflops

Als Takt für die parallelen Ausgänge dient der Ausgang des Binärzählers, der auch

den Reset-Eingang des RS-Flipflop steuert. Die Ausgänge werden somit automatisch nach den acht Zählritten durchgeschaltet.
[Tex10]

RS-Flipflop Das RS-Flipflop wird aus NAND-Gattern, wie in Abbildung 5.14, aufgebaut.

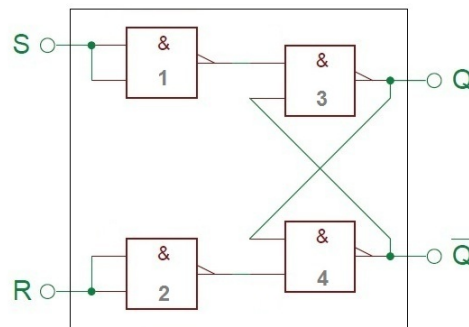


Abbildung 5.14.: RS-Flipflop aus NAND-Gattern aufgebaut

Für die Zeitverschiebung des Taktes aus dem Binärzähler bei der Parallel-Seriell-Wandlung wird noch ein weiteres NAND-Gatter benötigt.

Da der verwendete Baustein (der CD74ACT00M von Texas Instruments) vier Gatter enthält [Tex02] wird anstelle eines weiteren Bausteins das NAND-Gatter, das sonst für die Invertierung des Set-Einganges des RS-Flipflops genutzt würde (in Abb. 5.14 Gatter 1), verwendet. Da dieser Eingang des RS-Flipflops von einem Mikrocontroller gesteuert wird, wird hier anstelle einer realen eine gedachte Invertierung eingesetzt. Das heißt in der Programmierung wird ein Zählerdurchgang durch logische Low-Impulse gestartet.

Mikrocontroller Für die gewünschte Verbesserung der Auflösung um 3 Bits wird das Messsignal mit dem 64-fachen der Nyquist-Frequenz des Beschleunigungssensors abgetastet und je 64 Messwerte gemittelt. Um 64 18-Bit-Werte ohne Überlauf für die Mittelwertbildung addieren zu können werden mindestens 24-Bit-breite Addierer benötigt (5.6). Der Einsatz eines 32-Bit-Mikrocontrollers ist folglich sinnvoll.

$$\log_2(64) + 18\text{Bit} = 6\text{Bit} + 18\text{Bit} = 24\text{Bit} \quad (5.6)$$

Es wird der STM32F407VGT6 von ST eingesetzt. Dieser 32-Bit-Mikrocontroller

kann mit bis zu 168MHz betrieben werden. Neben Analog-Digital-Wandlern, Digital-Analog-Wandlern und verschiedenen seriellen Schnittstellen verfügt er über mehrere schnelle Zähler sowie über 82 Input/Output-Pins. Mithilfe einer integrierten Phasenregelschleife(PLL) kann er aus dem Takt des internen 16 MHz-Oszillators einen programmierbaren Systemtakt generieren.

Versorgt wird der STM32F407 mit 1,8 bis 3,6 V. [ST12]

Zum Testen wird er in Verbindung mit dem Evaluationsboard STM32F4-Discovery (ebenfalls von ST) eingesetzt. Dieses enthält eine spezielle Schnittstelle zur einfacheren Programmierung und kann auch mit 5 V versorgt werden. Zur Kontaktierung verfügt das STM32F4-Discovery über eine Reihe von Anschlusspins.

Hauptgrund für die Wahl des STM32F407VGT6 bzw. STM32F4-Discovery ist neben dem 32-Bit-Kern, dass er, obwohl nicht als raumfahrttauglich geführt, bei Tests unter radioaktiver Bestrahlung am Institut für Raumfahrtssysteme des DLR in Bremen keine Ausfälle zu verzeichnen hatte [DLR12].

Die im Vergleich zur restlichen Schaltung niedrige Versorgungsspannung kann zu Problemen bei der Steuerung der Takte des Signalverarbeitungsboards führen. Selbst bei 3,6 V Versorgung können die Ausgänge maximal 3,2 V(TTL-Ausgang) bzw. 2,4 V(CMOS-Ausgang) liefern [ST12]. Das reicht bei einigen Bauteilen nicht aus. Das Schieberegister benötigt beispielsweise bei einer Versorgung von 4,5 V eine minimale Eingangsspannung für logische High-Zustände von 3,15 V. Es werden deshalb Verstärker eingesetzt um die Pegel anzupassen.

Umgekehrt führt die geringe Versorgungsspannung bei Eingängen nicht zu Problemen, da der STM32F407GT6 über ausreichend 5 V-kompatible Eingänge verfügt.

Verstärker Als Verstärker für den Mikrocontroller werden CD74ACT00 NAND-Gatter von Texas Instruments verwendet. Diese liefern bei logischen High-Pegeln Ausgangsspannungen von mindestens 3,7 V bei 4,5 V Versorgungsspannung. Am Eingang benötigen sie lediglich 2 V für logische High-Zustände [Tex02].

Die Ausgänge des Mikrocontrollers werden jeweils an beide Eingänge eines NAND-Gatters angelegt. Dies passt die Pegel an und invertiert gleichzeitig das Signal. Die Invertierung wird im Programm, wie bei dem RS-Flipflop, durch eine gedachte Invertierung ausgeglichen.

5.4.3. Programm

Das Programm des Mikrocontrollers ist in C++ geschrieben und benutzt die von ST zur Verfügung gestellten Standardbibliotheken.

Im Anhang (Abb. A.2) befindet ein Programmablaufplan des Mikrocontroller-Programms.

Als Quelle für den Systemtakt dient die PLL mit dem internen 16 MHz-Oszillator. Der Systemtakt wird auch als Takt für die Ports verwendet. Er wird so konfiguriert, dass sich eine Messfrequenz von 1,64 kHz ergibt.

Um einen passenden Takt für die Messungen zu erhalten wird ein Zähler mit dem halben Systemtakt als Interruptquelle benutzt. Dieser wird so konfiguriert, dass er ein Interrupt auslöst, wenn er einen bestimmten Wert erreicht. Bei jedem Interrupt wird ein Bit (tick) gesetzt.

Im Hauptprogramm befindet sich eine Endlosschleife, die jeden Durchgang dieses Bit testet. Ist es gesetzt wird ein Programmteil ausgeführt, ein Zählregister inkrementiert und das Bit anschließend zurückgesetzt. Ist es nicht gesetzt wird der Schleifendurchlauf beendet.

Ist das Bit gesetzt wird anhand der letzten drei Bits des Zählregisters zwischen acht Fällen unterschieden. Bei

- 0 werden die Analog-Digital-Wandler gestartet
- 1 wird die Wandlung abgewartet
- 2 wird die erste Seriell-Parallel-Wandlung gestartet
- 3 werden die acht höchstwertigen Bits jedes Sensors verarbeitet
- 4 wird die zweite Seriell-Parallel-Wandlung gestartet
- 5 werden die zweiten acht Bits jedes Sensors verarbeitet
- 6 wird die dritte Seriell-Parallel-Wandlung gestartet
- 7 werden die beiden niederwertigsten Bits jedes Sensors verarbeitet.

Diese acht Schritte stellen gemeinsam einen Messvorgang dar. Teilweise reichen die Verarbeitungen der eingelesenen Bits aus Zeitgründen in die nächsten Fälle hinein.

Bei der Verarbeitung der Bits werden jeweils die Eingangsbits eingelesen, verschoben und addiert, um einen 18-Bit-Wert zu erhalten. 64 solcher Werte werden für die Mittlung in 32-Bit-Registern addiert.

Um den Mittelwert zu erhalten wird jeder Summand durch die Anzahl der Messwerte geteilt. Dies wird durch eine Verschiebung der Bits realisiert. Die Division durch 64 entspricht einer Verschiebung um $\log_2(64) = 6$ Bits nach rechts (bzw. in Richtung der niederwertigeren Bits).

Aufgrund der Blockierung einiger Pins des Mikrocontrollers durch zusätzliche Peripherie auf dem STM4-Discovery-Board können teilweise keine acht zusammenhängenden Bits eines Ports zum Einlesen der Messwerte verwendet werden. Einige Bits müssen deshalb auch innerhalb eines Leseblockes zueinander verschoben werden.

Die einzelnen Messwerte werden hier so geschoben, dass das höchstwertige Bit jedes Messwertes an siebthöchster Stelle eines 32-Bit-Registers liegt. Nach der Summierung 64 solcher Werte liegt dann das höchstwertige Bit an der höchstwertigen Stelle des Registers. Die Mittelwerte werden nach 64 Messungen zwischengespeichert und die Register zurückgesetzt. Die 20 höchstwertigen Bits der Mittelwerte der Sensoren werden seriell in Form von UART-Zeichen übertragen.

Jedes UART-Zeichen wird in ein 16-Bit-Register geschrieben. Es enthält ein Startbit sowie acht Datenbits. Mithilfe einer Maske wird nacheinander (vom niedrigst- zum höchstwertigen) jedes Bit einzeln ausgewählt und gesendet. Gesendet wird jeden zweiten Zähler Schritt. D.h. ein Zeichen wird in vier Messvorgängen oder 32 time-Schritten übertragen. In den übrigen Schritten geschieht die Auswahl der Daten der einzelnen Zeichen sowie deren Initialisierung.

5.4.4. Evaluierung

Die Evaluierung des Ansatzes Überabtastung geschieht wie beim Ansatz Bereichsaufteilung mithilfe der Messkarte NI PXI-4461 von National Instruments. Es werden wieder nacheinander Auflösung, Linearität und Dynamik analysiert.

Auflösung

Zur Bestimmung der Auflösung wird die Spannung einer Batterie auf die Signaleingänge des Signalverarbeitungsboards gegeben und eine Sekunde lang aufgezeichnet. Das dabei gemessene Rauschen entspricht der tatsächlich erzielten Auflösung des Systems.

In Abbildung 5.15 sind die aufgenommenen Daten für die Messung der Spannung einer Batterie eines Signaleingangs zu sehen. Im Mittel wurde dabei eine Standardabweichung von $1,1 \cdot 10^{-5} \text{ V}$ erreicht. Das entspricht in einem Bereich von 0 bis 5 V einer effektiven Auflösung von 18,8 Bits.

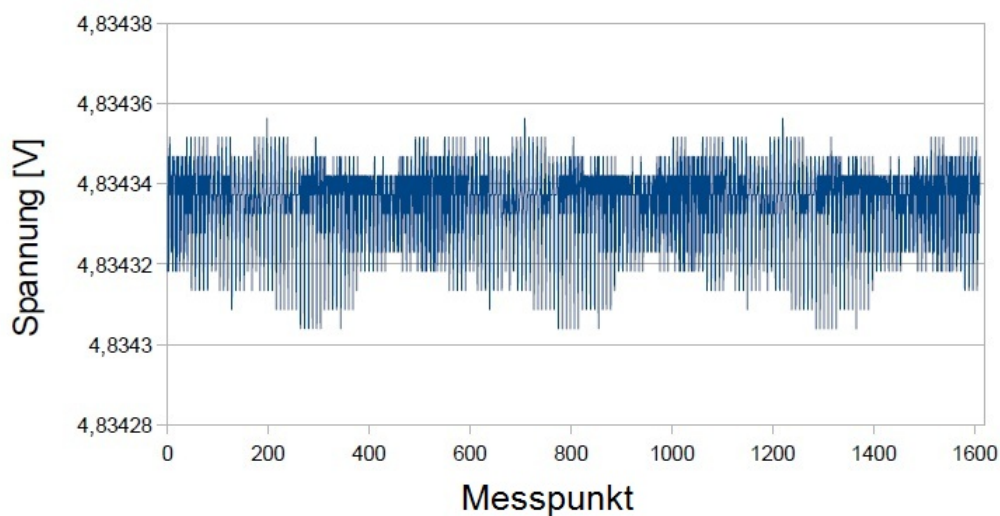


Abbildung 5.15.: Messung einer Gleichspannung mit Ansatz 2

Linearität

Für die Analyse der Linearität wird wie beim Ansatz Bereichsaufteilung eine Spannungsrampe von 0 bis 5 V an die Signaleingänge der Auswerteelektronik angelegt und aufgenommen.

Abbildung 5.16 zeigt die Messung der Spannungsrampe an einem Signaleingang. Es ist zu sehen, dass sich im mittleren Bereich keine Linearitätsfehler ausbilden. Lediglich in den Grenzbereichen, also gegen 0 und 5 V, gibt es eine geringe Stufenbildung (in Abbildung 5.17 im Detail zu sehen).

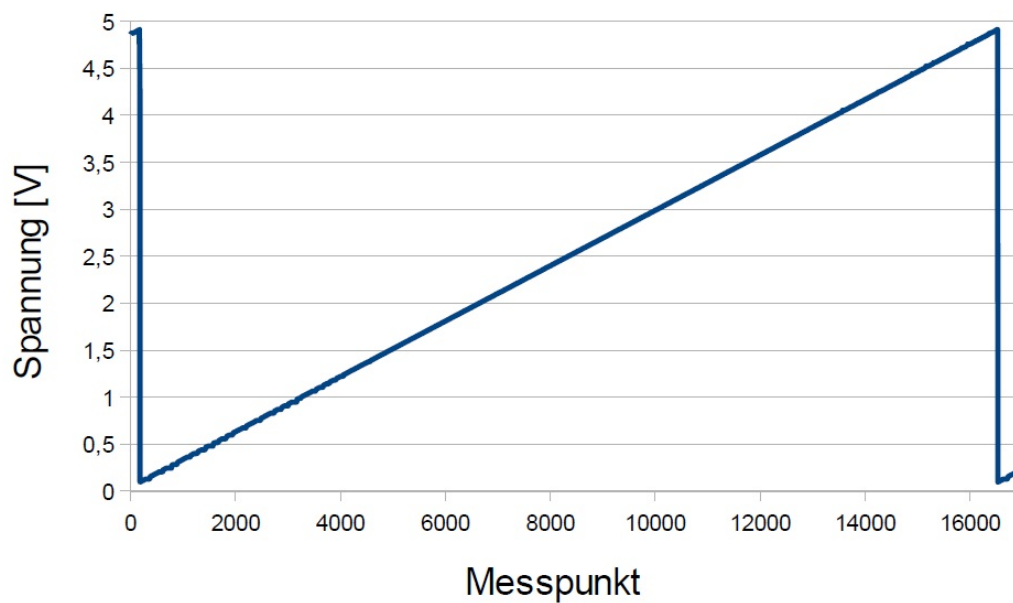


Abbildung 5.16.: Messung einer Spannungsrampe mit Ansatz 2

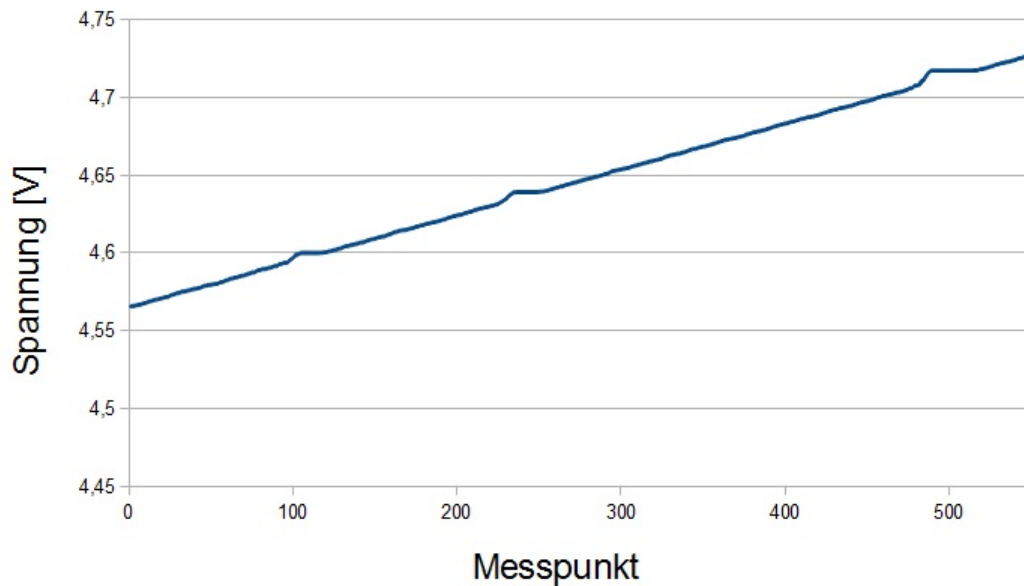


Abbildung 5.17.: Ausschnitt der Messung aus Abb. 5.16

Die Stufen im Grenzbereich sind auf das Fehlen der Filterung zwischen den differentiellen Eingängen der Analog-Digital-Wandler in der Schaltung zurückzuführen. Ohne diese kann es bei großen Unterschieden zwischen den Eingängen, also in den Grenzbereichen, zu geringen Fehlern in der Messung kommen.

Dieses Problem lässt sich durch Einsetzen einer passenden Filterung aus Kondensatoren und Widerständen, wie in Abbildung 5.18 zu sehen, lösen.

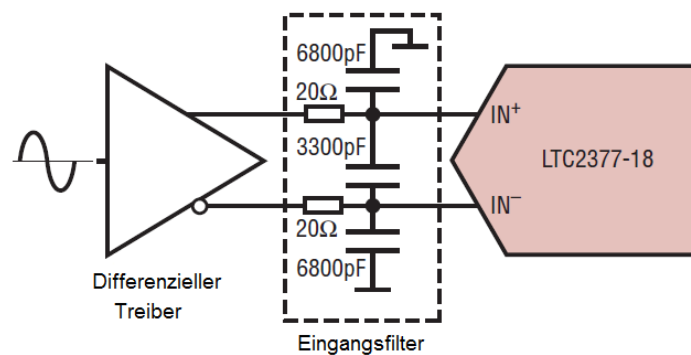


Abbildung 5.18.: Eingangsfilterung für den LTC2377-18 [Linc]

Dynamik

Um die ausgewählten Sensoren auswerten zu können muss die Auswerteelektronik in der Lage sein, eine 800 Hz Sinusspannung zu erfassen. Es wird deshalb mithilfe des PXI-4461 eine 800 Hz Sinusspannung erzeugt und mit allen vier Signaleingängen parallel gemessen.

In Abbildung 5.19 sind die Messdaten eines Signaleingangs für ein 800 Hz Signal dargestellt.

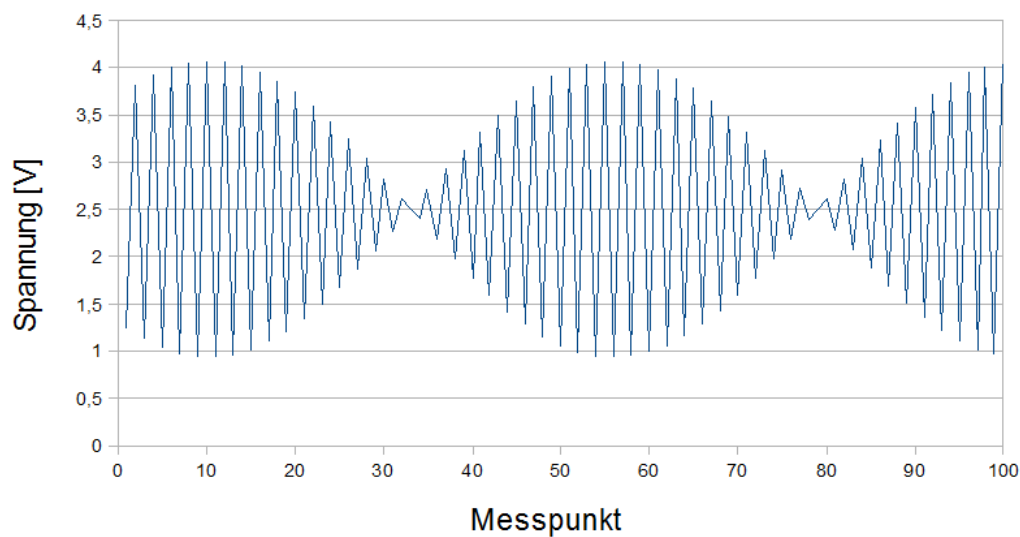


Abbildung 5.19.: Messung einer 800 Hz Sinusspannung mit Ansatz 2

Die Schwebung in der aufgenommenen Messreihe weist darauf hin, dass die Frequenz der gemessenen Schwingung ungefähr gleich der halben Abtastfrequenz ist. Es ist jedoch nicht klar ersichtlich, ob die gemessene Sinusschwingung größer oder kleiner als die halbe Abtastfrequenz ist. Dies lässt sich durch eine Fourier-Analyse der aufgenommenen Daten ermitteln.

Abbildung 5.20 zeigt das Ergebnis einer Fast-Fourier-Analyse der zuvor aufgenommenen Daten. Wie zu sehen, liegt die aufgenommene Schwingung bei 800 Hz und damit unter der halben Abtastfrequenz.

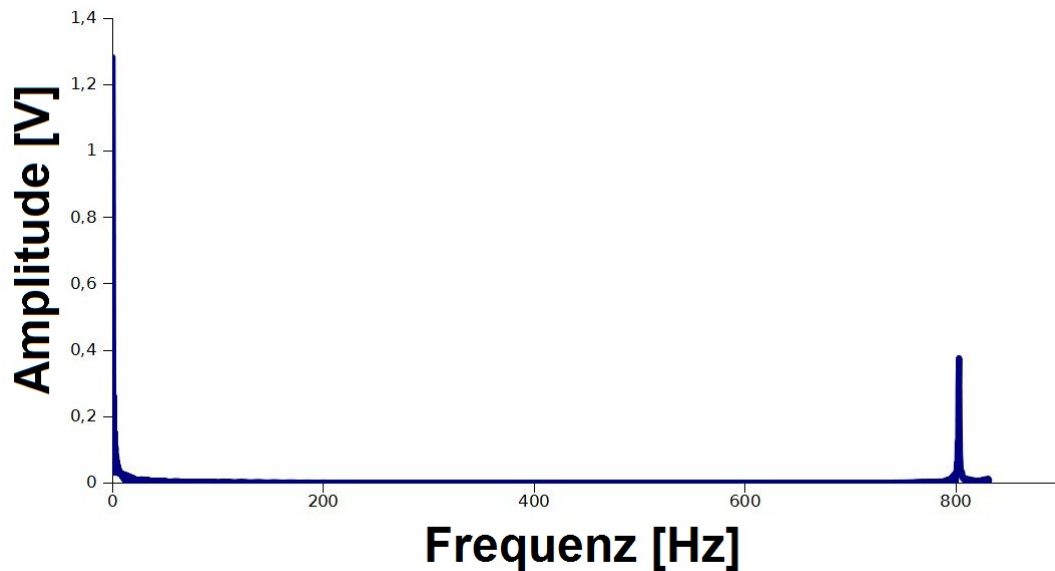


Abbildung 5.20.: Fast-Fourier-Transformation der Messdaten aus Abb. 5.19

5.4.5. Fazit

Mit der effektiven Auflösung von 18.8 Bit und dem ausreichenden Dynamikverhalten erreicht der Ansatz Überabtastung die gewünschten Anforderungen. Lediglich die Linearitätsfehler in den Grenzbereichen stellen bei der Messung großer oder kleiner Signale ein Problem dar. Im finalen Schaltungsentwurf wird deshalb eine Eingangsfilterung für die Analog-Digital-Wandler vorgesehen. Der Ansatz Überabtastung scheint damit für den Einsatz in SHEFEX III geeignet. Die endgültige Eignung wird jedoch erst nach Strahlungstests des gesamten Systems zu bestimmen sein.

5.5. Fazit

Die durchgeführten Tests zeigen, dass der Ansatz Bereichsaufteilung nicht die gewünschten Anforderungen erreicht und damit nicht für den Einsatz in SHEFEX III geeignet ist.

Der Ansatz Überabtastung dagegen erfüllt die Anforderungen abgesehen von den Linearitätsfehlern. Diese können aber durch eine einfache Maßnahme vermieden werden. Damit eignet sich der Ansatz Überabtastung grundsätzlich für SHEFEX III. Da die Strahlungsresistenz und damit die Raumfahrttauglichkeit allerdings noch nicht getestet sind bleibt die endgültige Eignung noch offen.

Zunächst muss die Auswerteelektronik aber mit den Sensoren getestet werden um die Eignung des gesamten Systems festzustellen.

6. Evaluierung des Gesamtsystems

Im Folgenden wird die Auswerteelektronik in Verbindung mit den Testsensoren, den AD22037, getestet um die Eignung des Messsystems für den Einsatz in der Navigation zu untersuchen.

6.1. Kalibrierung

Beschleunigungsmesssysteme können mithilfe der Gravitationsbeschleunigung auf der Erde kalibriert werden. Sie ist immer radial zum Erdmittelpunkt gerichtet und ihre Größe sehr genau bekannt. Auf der Erdoberfläche ist sie darüber hinaus deutlich größer als die Auflösung gängiger Beschleunigungssensoren. Damit eignet sie sich gut als Referenz für die Kalibrierung.

In den folgenden Versuchen wird immer das Messsystem und damit das verwendete Koordinatensystem zur Gravitationsbeschleunigung verdreht (siehe Abb. 6.1). Rechnerisch wird es aber wie eine Verdrehung der Beschleunigung in einem fixen Koordinatensystem behandelt.

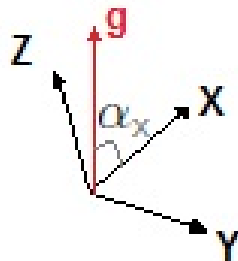


Abbildung 6.1.: Zur Gravitationsbeschleunigung verdrehtes Koordinatensystem

In einem dreidimensionalen, kartesischen Koordinatensystem betrachtet setzen sich die Ausgangssignale der einzelnen Beschleunigungssensoren wie folgt zusammen:

$$A_i = x_i \cdot a_x + y_i \cdot a_y + z_i \cdot a_z + b_i \quad (6.1)$$

Dabei ist A das Ausgangssignal von Sensor i, a_x, a_y und a_z die Beschleunigungen in X-, Y- und Z-Richtung, x, y und z Faktoren mit denen die jeweiligen Anteile im Signal vorkommen und b ein Offset.

Wird das System so ausgerichtet, dass die Anteile der Beschleunigung in die verschiedenen Raumrichtungen bekannt sind (z.B. X-Achse in Richtung der Gravitationskraft) ergeben sich für jeden Sensor vier Unbekannte (x_i, y_i, z_i und b_i). Es werden deshalb mindestens vier Messungen benötigt.

Tatsächlich wird das System hierbei nicht so ausgerichtet, dass die Sensorachsen exakt in Richtung der Gravitationsbeschleunigung zeigen, sondern das Koordinatensystem mit dieser Forderung definiert. Die Ausrichtungen müssen lediglich die richtigen Winkel zueinander aufweisen. Um eine bessere Genauigkeit der Kalibrierung zu erreichen werden sechs oder mehr Messungen durchgeführt. Dazu werden Ausrichtungen wie die Seiten eines Würfels gewählt. Also je einmal die X-, Y- und Z-Achse in Richtung und je einmal entgegen der Gravitationsbeschleunigung. Daraus ergibt sich ein überbestimmtes Gleichungssystem wie folgt:

$$\begin{pmatrix} A_{i1} \\ A_{i2} \\ A_{i3} \\ A_{i4} \\ A_{i5} \\ A_{i6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & g & 0 & 0 \\ 1 & 0 & g & 0 \\ 1 & 0 & 0 & g \\ 1 & 0 & -g & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -g \\ 1 & -g & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} b_i \\ x_i \\ y_i \\ z_i \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

Hierbei steht A_{i1} bis A_{i6} für die einzelnen Messwerte des Sensors i, g für die Gravitationsbeschleunigung und x, y, z sowie b, wie in Formel (6.1), für die Faktoren der Beschleunigungsanteile bzw. für den Offset.

Nach Richter [RW12] lässt sich ein überbestimmtes Gleichungssystem der Form $Ax = b$ mit $A \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $x \in \mathbb{R}^m$, $b \in \mathbb{R}^n$ und $n > m$ durch beidseitige Multiplikation mit der Transponierten A^T der Matrix A lösen. Bei der Kalibrierung des Messsystems entspricht die Matrix mit den Beschleunigungsanteilen sowie den Einsen als Faktor für den Offset der Matrix A, der Vektor mit x-, y-, und z-Faktor sowie Offset dem Vektor x und der Vektor mit den Messwerten dem Vektor b.

6.2. Durchführung

Zur Kalibrierung und zum Testen von GPS/INS-Geräten verfügt das Institut für Raumfahrtssysteme des DLR über ein eigenes Testlabor mit u.a. einem Rotationstisch. Der ACUTRONIC AC3347 (Abb. 6.2) verfügt über drei Drehachsen mit einer Genauigkeit der Positionseinstellung von weniger als 3 Bogensekunden und einer Auflösung der Drehrate auf $10^{-4} \text{ }^\circ/\text{s}$ sowie über steuerbare Klimatisierung der Rotationskammer (-50 bis +80 °C einstellbar). [DH12]

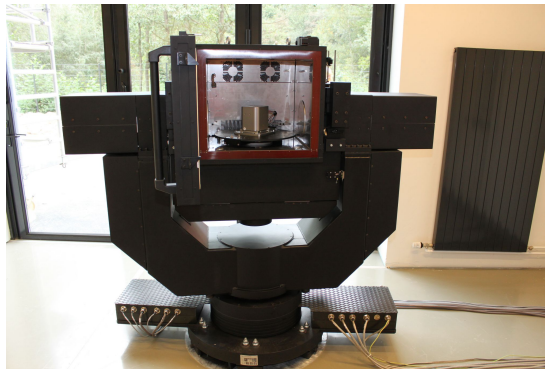


Abbildung 6.2.: Rotationstisch ACUTRONIC AC3347 [DH12]

Mithilfe des AC3347 werden nacheinander die verschiedenen Ausrichtungen für die Kalibrierung angefahren und jeweils für eine gewisse Zeit gehalten. Die Messwerte werden gemeinsam mit den Winkeln der drei Drehachsen aufgenommen. Anschließend werden die Messwerte der Ruhephasen jeweils gemittelt und als Werte für die jeweilige Ausrichtung verwendet.

Neben den sechs Ausrichtungen für die Kalibrierung werden sieben weitere Testpositionen angefahren und die Sensorsignale dazu aufgenommen. Aus den gemessenen Beschleunigungen dieser zusätzlichen Ausrichtungen werden dann die Winkel der Gravitationsbeschleunigung zu den einzelnen Raumachsen berechnet und mit den eingestellten Winkeln verglichen.

Auf diese Weise zeigt sich, ob das System in der Lage ist Beschleunigungen im dreidimensionalen Raum richtig zu erfassen.

Durch die Verwendung von vier Sensoren ergibt sich für die Berechnung der dreidimensionalen Beschleunigung, wie bei der Kalibrierung, ein überbestimmtes Gleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} A_1 - b_1 \\ A_2 - b_2 \\ A_3 - b_3 \\ A_4 - b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \\ x_4 & y_4 & z_4 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

Hierbei sind die Sensorsignale A_i sowie die x_i -, y_i -, z_i - und b_i -Werte bekannt. Wie bei der Kalibrierung lässt sich nach Richter [RW12] das Gleichungssystem durch beidseitige Multiplikation mit der Transponierten der Matrix aus x_i -, y_i - und z_i -Werten lösen.

Da die Größe der gesamten Beschleunigung (die Gravitationsbeschleunigung) hier bekannt ist können anhand der in die verschiedenen Raumrichtungen i gemessenen Beschleunigungen a_i die Winkel α_i der Beschleunigungsanteile zu den jeweiligen Achsen berechnet werden (siehe Abb. 6.3).

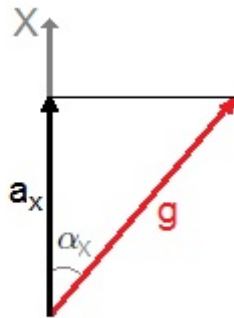


Abbildung 6.3.: Winkel zwischen X-Achse und Gravitationsbeschleunigung

Der Winkel α_i der Gesamtbeschleunigung g zu einer der Achsen i ist gegeben durch:

$$\alpha_i = \arccos \frac{a_i}{g} \quad (6.4)$$

Aufgrund eines Unfalls mit der Auswerteelektronik, bei dem ein Analog-Digital-Wandler beschädigt wurde, werden in den folgenden Versuchen nur drei anstelle von vier Beschleunigungen aufgezeichnet. Dies stellt kein Problem dar, da für eine dreidimensionale Beschleunigungsmessung nur drei Beschleunigungen benötigt werden. Zwar lässt sich durch die geringere Anzahl an Sensoren nicht die selbe Genauigkeit in der Bestimmung der Beschleunigung erzielen, die maximale Genauigkeit wird aber aufgrund des Einsatzes der Testsensoren ohnehin nicht erreicht. An der Kalibrierung ändert sich durch den Einsatz von drei Sensoren nichts. Lediglich die Berechnung der Beschleunigungsanteile in Richtung der Raumachsen ändert sich ein wenig. Anstelle von vier ergeben sich drei Gleichungen mit drei Unbekannten. Diese lassen sich ohne weitere Maßnahmen lösen. Um ein möglichst gutes Ergebnis zu erzielen werden die Sensoren grob an den Achsen eines dreidimensionalen, kartesischen Koordinatensystems ausgerichtet.

Des Weiteren wird aufgrund eines Defektes und Problemen bei der Neubeschaffung nur ein AD22037 eingesetzt. Anstelle des zweiten kommt ein ADXL203 zum Einsatz. Dieser ist nach dem gleichen Design wie der AD22037 entworfen, misst mit der gleichen Genauigkeit und unterscheidet sich lediglich im Messbereich und infolge dessen in der Empfindlichkeit. Anstelle von $\pm 176,6 \text{ m/s}^2$ misst er nur im Bereich von $\pm 16,7 \text{ m/s}^2$. Die Empfindlichkeit des ADXL203 beträgt infolge des kleineren Bereichs mit 102 mV/m/s^2 ungefähr das Zehnfache der Empfindlichkeit des AD22037. Durch die erhöhte Empfindlichkeit ergibt sich wie beim AD22037 ein Bereich des Ausgangssignals von 0 bis 5 V. Der ADXL203 kann also wie der AD22037 ausgelesen werden. Da neben dem passenden Ausgangssignal auch der Messbereich für die Versuche, bei denen maximal die Gravitationsbeschleunigung gemessen wird, genügt lässt sich der ADXL203 hier problemlos als Alternative für den AD22037 einsetzen.

An der Kalibrierung und den Berechnungen der Winkel ändert sich durch den Einsatz eines ADXL203 nichts.

Abbildung 6.4 zeigt den verwendeten Messaufbau. Die Daten werden wie bei der Evaluierung mithilfe eines EIA-422/USB-Adapters an einen Computer übertragen und eingelesen.

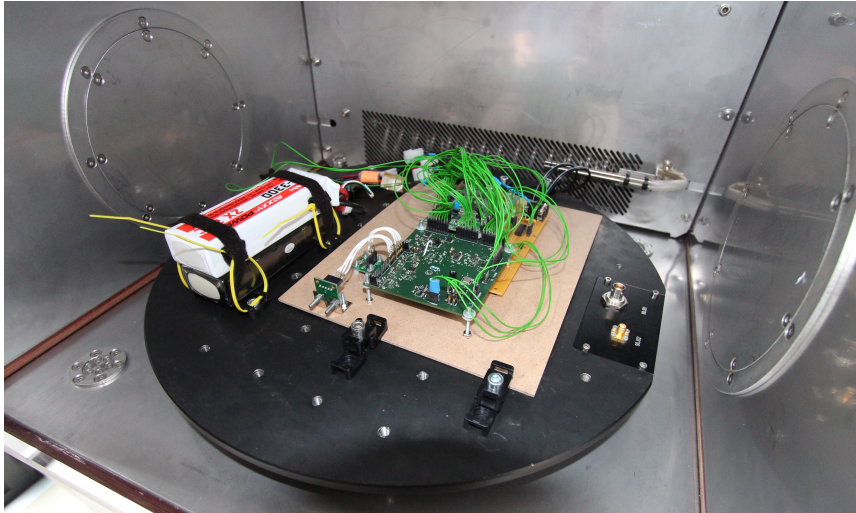


Abbildung 6.4.: Messaufbau

6.3. Ergebnisse

6.3.1. Kalibrierung

Tabelle 6.1 zeigt die Ergebnisse der Kalibrierung.

	Sensor 0	Sensor 1	Sensor 2
x	1510,2	-2,1	-879,2
y	130,6	87,6	20734,9
z	-56,7	-1334,4	-122,1
b	$4,79 \cdot 10^5$	$4,96 \cdot 10^5$	$5,23 \cdot 10^5$

Tabelle 6.1.: Gemessene Kalibrierwerte

Es ist zu sehen, dass jeder Sensor jeweils in eine Raumrichtung einen besonders großen Faktor besitzt, in einer Raumrichtung also besonders empfindlich ist. Dies

ist auf die grobe Ausrichtung der Sensoren zurückzuführen. Es wird aber anhand der anderen Faktoren auch deutlich, dass die Ausrichtung, wie zu erwarten, nicht perfekt ist.

Darüber hinaus lässt sich erkennen, dass es sich bei Sensor 2 um den ADXL203 handelt. Sensor 2 weist deutlich höhere Faktoren auf als die beiden anderen Sensoren.

Abbildung 6.5 zeigt die aufgenommenen Daten für eine langsame Rotation um die Y-Achse. Darin ist gut zu sehen, dass Sensor 0 und 1, wie zu erwarten, 90° phasenverschobene Sinusschwingungen ausgeben. Daneben wird aber auch aufgrund der höheren Empfindlichkeit der Fehler in der Ausrichtung von Sensor 2 deutlich. Dieser gibt eine Sinusschwingung aus, die etwa dem invertierten Ausgangssignal von Sensor 0 entspricht. Diese Beobachtung deckt sich mit den Ergebnissen der Kalibrierung.

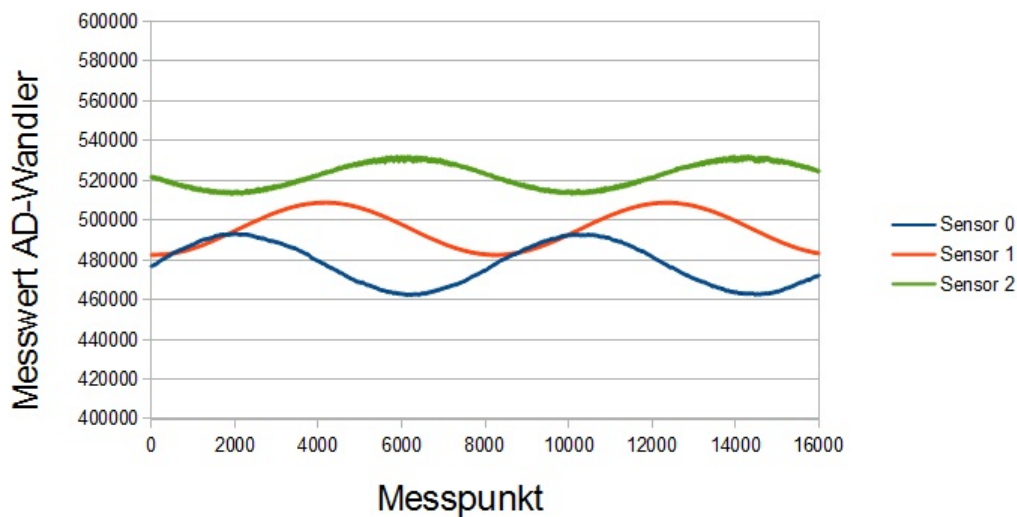


Abbildung 6.5.: Messung einer langsamen Rotation um die Y-Achse

Bei der Kalibrierung zeigen sich Probleme mit einem der Sensoren. Sensor 0, eine Messachse des AD22037, rauscht deutlich stärker als die anderen Sensorausgänge. Der Grund dafür konnte nicht eindeutig festgestellt werden.

In Abbildung 6.6 sind die Messdaten für eine Kalibrierposition zu sehen.

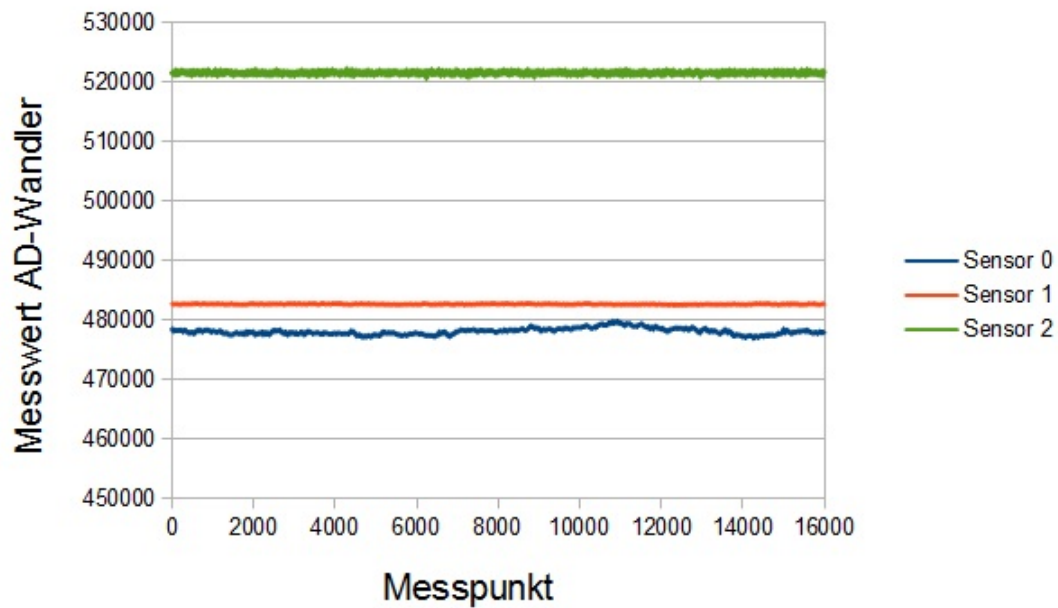


Abbildung 6.6.: Messung einer Kalibrierposition

Es ist gut zu erkennen, dass der Ausgangswert von Sensor 0 im Vergleich zu den anderen Sensoren deutlich stärker schwankt. Da dieser die größte Empfindlichkeit in Richtung der X-Achse aufweist ist zu erwarten, dass in den folgenden Versuchen eine deutlich schlechtere Genauigkeit bei der Bestimmung des Winkels zwischen X-Achse und der Gravitationskraft erzielt wird.

6.3.2. Testpositionen

In Tabelle 6.2 sind die aufgenommenen Messdaten für die angefahrenen Ausrichtungen dargestellt. Dabei sind die eingestellten und gemessenen Winkel der drei Achsen des Koordinatensystems des Messsystems zur Gravitationsbeschleunigung einander gegenübergestellt und die jeweilige Differenz aufgeführt.

Eingestellt			Gemessen			Differenz		
$\alpha_x[^\circ]$	$\alpha_y[^\circ]$	$\alpha_z[^\circ]$	$\alpha_x[^\circ]$	$\alpha_y[^\circ]$	$\alpha_z[^\circ]$	$\Delta\alpha_x[^\circ]$	$\Delta\alpha_y[^\circ]$	$\Delta\alpha_z[^\circ]$
90,0	70,0	20,0	85,95	69,46	18,34	4,05	0,54	1,66
90,0	45,0	45,0	87,78	44,43	44,02	2,22	0,57	0,98
90,0	20,0	70,0	95,08	18,47	69,76	-5,08	1,53	0,24
70,0	90,0	20,0	65,89	89,88	21,59	4,11	0,12	-1,59
45,0	90,0	45,0	42,45	89,97	46,08	2,55	0,03	-1,08
20,0	90,0	70,0	24,92	90,14	70,66	-4,92	-0,14	0,66
60,0	60,0	45,0	70,38	60,42	44,99	-10,38	-0,42	0,01

Tabelle 6.2.: Vergleich der eingestellten und gemessenen Positionen

Wie erwartet ist die Genauigkeit der gemessenen Winkel zwischen X-Achse und Gravitationsbeschleunigung α_x mit einer mittleren, absoluten Abweichung von $4,76^\circ$ deutlich schlechter als die Genauigkeit der Winkel zur Y- und Z-Achse ($0,48^\circ$ und $0,89^\circ$ mittlere, absolute Abweichung).

Mit der Auflösung der Beschleunigung von $17,66 \cdot 10^{-3} \text{ m/s}^2$ ist mit AD22037- und ADXL203- Sensoren bei exakter Ausrichtung aufgrund der Cosinusbeziehung zwischen Beschleunigung und Winkel ((6.4)) eine Genauigkeit der Winkelmessung von etwa $3,6^\circ$ bei sehr kleinen bis $0,1^\circ$ bei Winkeln gegen 90° möglich. Für einen Winkel von 20° liegt die maximal mögliche Genauigkeit bei $0,67^\circ$, für 45° bei $0,32^\circ$ und für 70° bei $0,24^\circ$.

Da die Sensoren nicht exakt ausgerichtet werden nicht die maximal möglichen Genauigkeiten erreicht werden. Die erreichte Genauigkeit weicht in geringem Maß von der maximal möglichen ab und wird in einzelnen Messungen sogar übertroffen.

6.4. Fazit

Selbst mit drei anstelle von vier Beschleunigungssensoren zeigt sich, dass sich das Messsystem für dreidimensionale Beschleunigungsmessungen und damit für den Einsatz in der Navigation eignet.

Wird Sensor 0, der verrauschte Signale liefert, vernachlässigt können in den Messungen mittlere Abweichungen der Winkelbestimmung von weniger als einem Grad erzielt werden. Mit vier Sensoren ist sogar eine noch bessere Genauigkeit zu erwarten.

Die gemessene Genauigkeit reicht nicht für die Navigation von SHEFEX III aus. Dies ist auf die Sensoren zurückzuführen. Durch den Einsatz der Testsensoren (AD22037 und ADXL203) kann die benötigte Genauigkeit nicht erreicht werden. Die tatsächlich erreichte Genauigkeit kann erst mit den finalen Sensoren (INN-202) bestimmt werden.

Die Tests des Systems mit Sensoren sollten lediglich die grundsätzliche Eignung der Auswerteelektronik und des Aufbaus für den Einsatz in einem dreidimensionalen Messsystem evaluieren sowie die Verfahren zur Kalibrierung und Umrechnung der Messdaten in dreidimensionale Beschleunigungen überprüfen.

7. Systemintegration

Mithilfe des Ansatzes Überabtastung lässt sich ein Messsystem mit ausreichender Genauigkeit für den Einsatz in SHEFEX III umsetzen. Dieses muss im Vergleich zu der in den Versuchen verwendeten Variante etwas abgeändert werden. So müssen die Anschlüsse der Sensoren für die INN-202 angepasst und die in Kapitel 5.4.4 angesprochene Eingangsfilterung für die Analog-Digital-Wandler hinzugefügt werden.

In Abbildung 7.1 ist das finale Layout für das Signalverarbeitungsboard mit den angesprochenen Änderungen zu sehen.

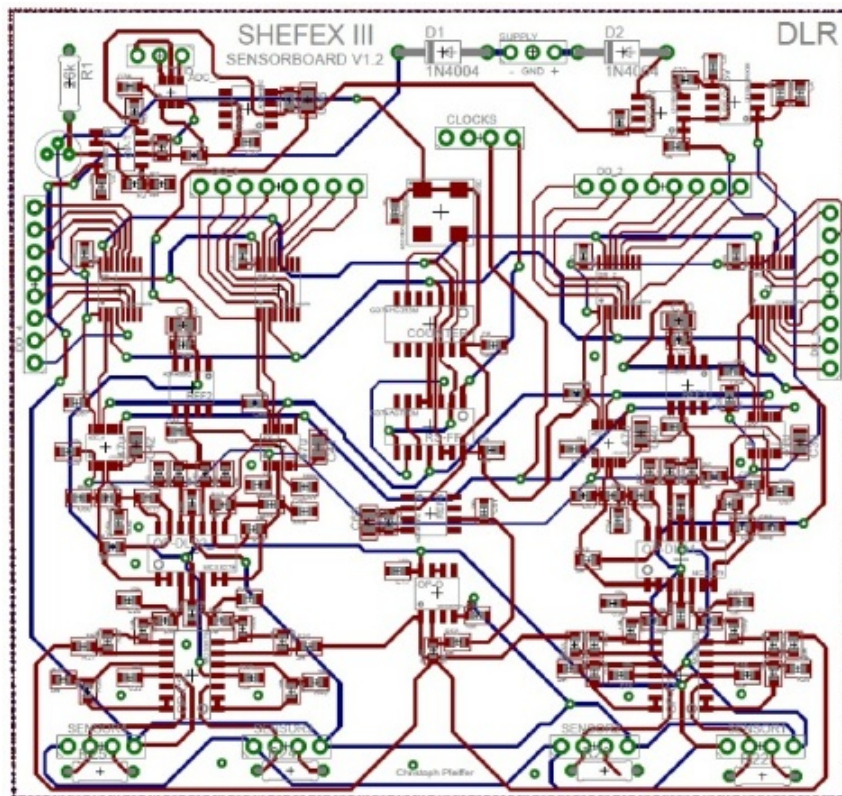


Abbildung 7.1.: Finales Layout des Signalverarbeitungsboards

Um auf Änderungen der Temperatur reagieren zu können verfügt es über einen Temperatursensor sowie einen 12-Bit-Analog-Digital-Wandler für eine Auflösung der Temperatur von etwa 0,1 K in einem Bereich von -55 bis +125 °C. Die Temperaturmessung kann über drei zusätzliche Anschlüsse gesteuert und ausgelesen werden.

Damit kann eine Auflösung der Beschleunigung von 18,8 Bit bei einer Bandbreite von 800 Hz erreicht werden. Dies entspricht im Messbereich von -196,2 bis +196,2 m/s^2 einer Auflösung der Beschleunigung von $0,86 \cdot 10^{-3} m/s^2$. Das System erreicht also sowohl eine bessere Genauigkeit als auch eine höhere Bandbreite als das in SHEFEX II verwendete. In einem inertialen Navigationssystem erhöht sich deshalb die mögliche Positionsauflösung deutlich. Die höhere Auflösung erhöht gleichzeitig auch die Langzeitstabilität des Systems.

Das Messsystem wird mit ± 15 V versorgt. In den Versuchen wurde die Versorgung durch zwei Lithium-Polymer-Akkus mit jeweils 15,5 V realisiert. Der Stromverbrauch betrug dabei 180 mA. Der größte Teil (circa 155 mA) davon wurde von dem Akku für die positive Versorgung gezogen.

Für den finalen Entwurf in Verbindung mit den INN-202- Sensoren beträgt der geschätzte Stromverbrauch 200 mA. Bei ± 15 V Versorgung ergibt sich ein geschätzter Energieverbrauch von 3 Watt. Im Vergleich dazu verbraucht die iIMU-FCAI-MDS von iMar etwa 15 W [iMaa], misst allerdings neben der Beschleunigung auch die Drehrate. Unter der Annahme, dass die Drehratenmessung mit dem gleichen Energieverbrauch möglich ist wie die Beschleunigungsmessung ergibt sich dennoch ein mit 6 Watt deutlich geringerer Verbrauch.

Die geschätzten Kosten für die Fertigung eines einzelnen Messsystems setzen sich wie folgt zusammen:

Sensoren	10 252,00 €
Bauteile	210,00 €
Boardfertigung und -bestückung	300,00 €
Gesamt	10 762,00 €

Tabelle 7.1.: Kosten für die Fertigung eines Messsystems

Die Kosten für die Bauteile sind für die Testkomponenten errechnet. Für die raumfahrttauglichen Bauteile ergibt sich ein geschätzter Preis von 3 000 bis 5 000 €. Damit betragen die Kosten für das gesamte Messsystem etwa 13 552 bis 15 552 €.

Zum Vergleich, die in SHEFEX II eingesetzte iIMU-FCAI-MDS von IMAR kostet 50 000 €. Lässt sich die Drehratenmessung mit etwa den gleichen Kosten realisieren ergibt sich also ein mit circa 30 000 € deutlich kostengünstigeres System.

Das Signalaufbereitungsboard misst 95,4 mm x 90,2 mm. Um die Größe des Gesamtsystems zu minimieren ist es vorgesehen für den Mikrocontroller ein neues Board mit den selben Maßen zu entwerfen. Auf diesem sollen lediglich die für den Betrieb des Mikrocontrollers benötigten Bauteile, also Spannungsregler und Treiber für die Signalausgänge, angebracht werden. Die Anschlüsse für die Verbindungen des Mikrocontrollerboards zum beziehungsweise vom Signalaufbereitungsboard sollen so platziert werden, dass die Platinen mit Pinleisten zusammengesteckt werden können. Damit werden auch die in den Tests verwendeten Kabel überflüssig.

Mit einem solchen Mikrocontrollerboard misst die Auswerteelektronik insgesamt lediglich 95,4 mm x 90,2 mm x 10-20 mm. Dazu kommen noch die Sensoren. Bei diesen hängt die Größe von der Art der Befestigung ab. Es sollte aber auf jeden Fall möglich sein sie in einem Bereich von 95,4 mm x 90,2 mm x 50 mm unterzubringen. Somit ergibt sich eine Größe des gesamten Messsystems von 95,4 mm x 90,2 mm x 60-70 mm. Im Vergleich dazu beträgt die Größe der iIMU-FCAI-MDS ungefähr 140 mm x 115 mm x 137 mm [iMaa]. Darin sind neben den Beschleunigungssensoren auch Drehratensensoren eingebaut. Lässt sich die Drehratenmessung in der gleichen Größe wie die Beschleunigungsmessung realisieren ist also ein kleineres Gesamtsystem möglich.

Über das Gewicht des Systems lässt sich keine aussagekräftige Angabe machen, da dieses hauptsächlich durch die Hülle sowie die Befestigung der Sensoren bestimmt wird. Das geschätzte Gewicht der Auswerteelektronik in der finalen Form zusammen mit den Sensoren beträgt 400 bis 500 g. Die iIMU-FCAI-MDS wiegt im Vergleich dazu etwa 2,3 kg [iMaa]. Dies beinhaltet allerdings die Hülle, die Sensorbefestigungen und die Drehratenmessung.

8. Zusammenfassung und Ausblick

Das in dieser Arbeit entworfene System misst, wie die durchgeführten Tests zeigen, vier Beschleunigungen mit 18,8 Bit Auflösung und 800 Hz Bandbreite in einem Bereich von $-196,2$ bis $+196,2 \text{ m/s}^2$. Dazu wird es mit $\pm 15 \text{ V}$ versorgt. Der Energieverbrauch beträgt circa 3 Watt. Die Übertragung der Messdaten an den Bordrechner geschieht seriell über eine EIA-422- Schnittstelle.

Das Messsystem misst etwa 96 mm x 91 mm x 70 mm. Die Kosten für eine Einzelfertigung betragen schätzungsweise 13 000 bis 16 000 €. Das Gewicht lässt sich erst richtig abschätzen, wenn die Hülle entworfen bzw. gefertigt ist.

Da die finalen Sensoren (INN-202) in den beschriebenen Tests noch nicht zum Einsatz kamen, können noch keine endgültigen Aussagen bezüglich der Strahlungsresistenz und der Genauigkeit der dreidimensionalen Beschleunigungsmessung getroffen werden.

Als nächste Schritte müssen der finale Entwurf gefertigt und in Verbindung mit den finalen Sensoren, den INN-202, getestet werden. Dazu soll auch das kleinere Board für den Mikrocontroller entworfen und gefertigt werden sowie die Befestigung der Sensoren und die Hülle realisiert werden.

Das gesamte System muss dann durch Umgebungstests auf die endgültige Eignung für die Raumfahrt hin untersucht werden. Dazu soll das Messsystem unter dem Einfluss radioaktiver Strahlung und Vakuum, bei starken Vibrationen sowie bei verschiedenen Umgebungstemperaturen getestet werden.

Werden bei diesen Tests keine Mängel festgestellt kann das Messsystem für SHE-FEX III und andere Raumfahrtmissionen eingesetzt werden.

Da die Auswerteelektronik lediglich eine Spannung bzw. einen Strom umwandelt lässt sie sich mit großer Wahrscheinlichkeit mit nur geringen Anpassungen auch für die Messung der Drehrate einsetzen. Ob dies möglich ist hängt aber von der Wahl der Drehratensensoren sowie der benötigten Genauigkeit ab.

Literaturverzeichnis

- [Anaa] ANALOG DEVICES: *AD7541A Datasheet*
- [Anab] ANALOG DEVICES: *ADXL103/ADXL203 Datasheet*
- [BF05] BRAND, O. ; FEDDER, G. K.: *Advanced Micro and Nanosystems Volume 2 - CMOS-MEMS*. WILEY-VCH Verlag, 2005. – ISBN 3–527–31080–0
- [CYG01] CYGNAL INTEGRATED PRODUCTS: *Oversampling and Averaging Techniques for ADC measurement improvement - Application Note*. Mai 2001
- [DH12] DLR-HOMEPAGE: *www.dlr.de*. Oktober 2012
- [DLR12] DLR RY-NR: *Gespräch mit Kollegen*. November 2012
- [Hon05] HONEYWELL: *Accellerex RBA500 Accelerometer Datasheet*, August 2005
- [Hon06] HONEYWELL: *Q-Flex QA-3000 Accelerometer Datasheet*, Mai 2006
- [iMaa] iMAR: *iIMU-FCAI-E Datasheet*
- [iMab] iMAR: *iIMU-FCAI-MDS specifications*
- [Inn11a] INNALABS: *INN-202 Datasheet*, September 2011
- [Inn11b] INNALABS: *INN-204 Datasheet*, November 2011
- [Int05] INTERSIL: *HD-6402 Datasheet*, Oktober 2005
- [JM97] JOHNS, David ; MARTIN, Ken: *Oversampling Converters - Skript*. University of Toronto, 1997
- [JS69] JACOBS, Earl D. ; SUNDSTRAND DATA CONTROL, INC.: *U.S. Patent 3 702 073 - Accelerometer*. Februar 1969
- [Kel12] KELLER, Frieder: *Regelungstechnik Skript*. 2011/12
- [Law92] LAWRENCE, Anthony: *Modern Inertial Technology - Navigation, Guidance, and Control*. Springer-Verlag New York, 1992. – ISBN 0–387–97868–2

- [Lei12] LEIZE, Thorsten: *Bussysteme - Sommer 2009*. 2011/12
- [Lina] LINEAR TECHNOLOGY: *LTC1409 Datasheet*
- [Linb] LINEAR TECHNOLOGY: *LTC1608 Datasheet*
- [Linc] LINEAR TECHNOLOGY: *LTC2377-18 Datasheet*
- [MA05] MEMISHIAN, John ; ANALOG DEVICES, INC.: *U.S. Patent 7 412 887 - Multiple Axis Acceleration Sensor*. August 2005
- [Nat13] NATIONAL INSTRUMENTS HOMEPAGE: *www.ni.com*. Januar 2013
- [RW12] RICHTER, Thomas ; WICK, Thomas: *Einführung in die numerische Mathematik - Skript*. Universität Heidelberg, 2012
- [ST12] ST: *STM32F405xx, STM32F407xx Datasheet*, Mai 2012
- [Tex02] TEXAS INSTRUMENTS: *CD54ACT00, CD74ACT00 Datasheet*, Juni 2002
- [Tex10] TEXAS INSTRUMENTS: *CD54HC4094, CD74HC4094, CD74HCT4094 Datasheet*, Dezember 2010

A. Anhang

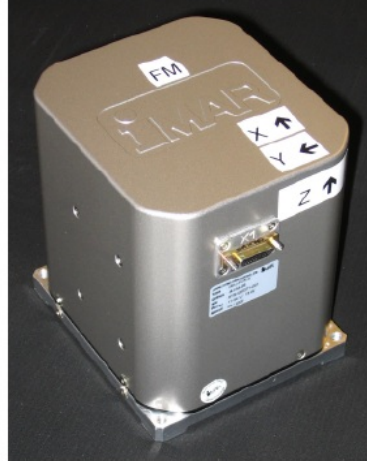


Figure 3.3: iMAR iIMU-FCAI-MDS inertial measurement unit.

Table 3.2: Summary of iIMU-FCAI-MDS IMU sensor specifications⁸.

	Gyros	Accelerometers
Error Terms:		
Bias 1σ	$1^\circ/hr$	$2mg$
Bias Stability	$< 0.03^\circ/hr$	$< 50\mu g$
Scale Factor Error 1σ	$300ppm$	$1500ppm$
Linearity	$< 300ppm$	$< 300ppm$
Axis Misalignments	$< 5 \times 10^{-4}rad$ between all sensor axes	
Lever Arm Error 1σ	NA	$1mm$
Random Walk	$0.03^\circ/\sqrt{hr}$	$< 50\mu g/\sqrt{Hz}$
Limitations:		
Sensor Range	$\pm 1000^\circ/s$ ($\pm 2000^\circ/s$ on z-axis)	$\pm 20g$
Resolution	$5.7 \times 10^{-9}rad$	$3.05 \times 10^{-6}m/s$
Bandwidth	$500Hz$	$200Hz$
Sampling	$400Hz$	$400Hz$

Abbildung A.1.: Spezifikationen der iMAR iIMU-FCAI-MDS

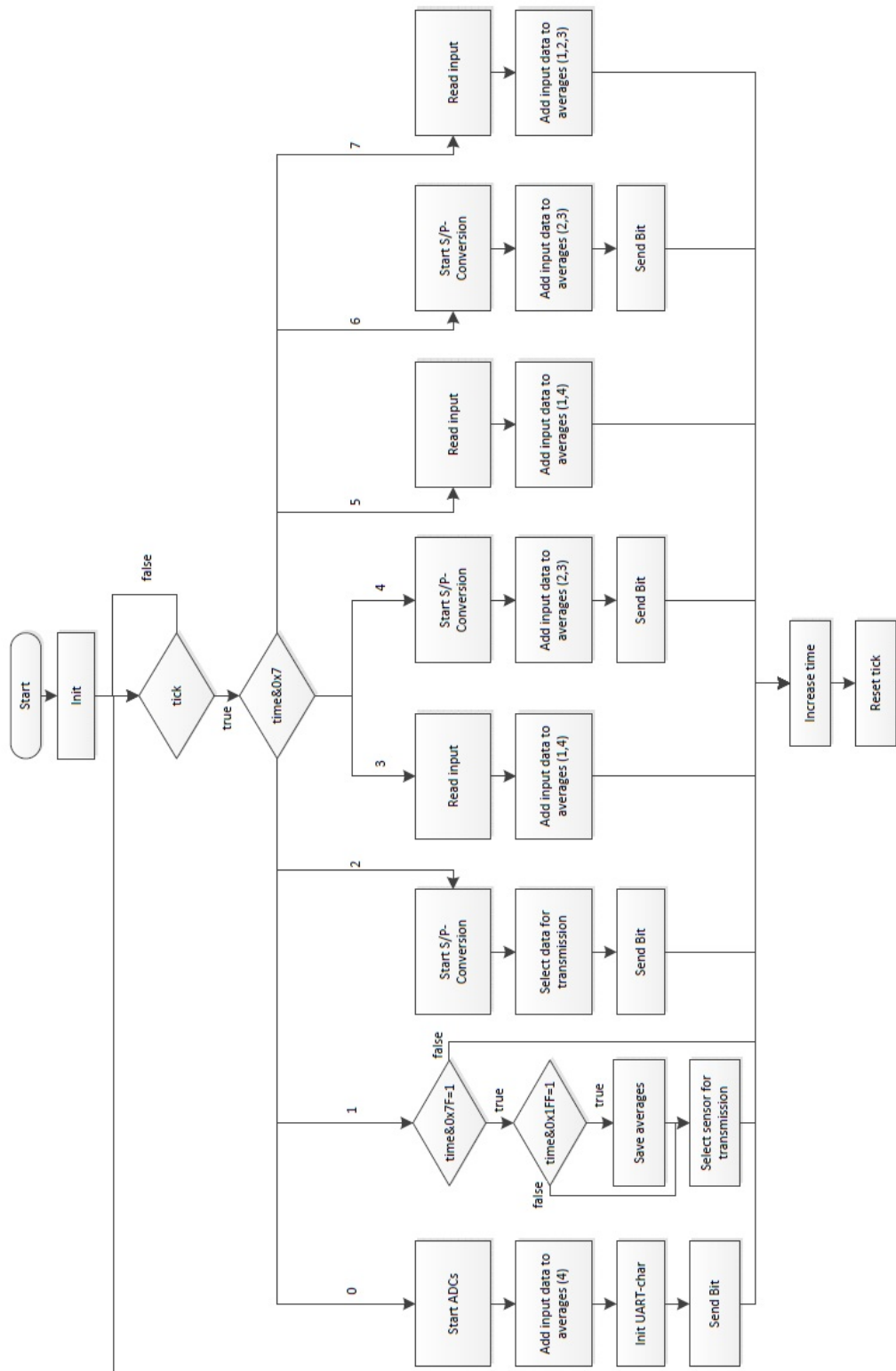


Abbildung A.2.: Programmablaufplan des Mikrocontroller-Programms